

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
COORDENAÇÃO DOS CURSOS DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Filtros de Separação Espectral Aplicados ao
Processamento de Áudio Utilizando Técnicas de
Capacitores Chaveados

Lúcio Magno de Souza

Campina Grande - PB
Maio de 2000

Filtros de Separação Espectral Aplicados ao Processamento de Áudio Utilizando Técnicas de Capacitores Chaveados

Lúcio Magno de Souza

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos
de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba –
Campus II, em cumprimento às exigências para obtenção do
grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Processamento da Informação

Gurdip Singh Deep, PhD.

Orientador

Raimundo Carlos Silvério Freire, Dr.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil.

©Lúcio Magno de Souza, maio de 2000.



S729f

Souza, Lucio Magno de

Filtros de separacao espectral aplicados ao processamento de audio utilizando tecnicas de capacitores chaveados / Lucio Magno de Souza. - Campina Grande, 2000. 122 f. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e Tecnologia.

1. Capacitores Chaveados 2. Processamento de Audio 3. Separacao Espectral 4. Dissertacao I. Deep, Gurdip Singh, Dr. II. Freire, Raimundo Carlos Silverio, Dr. III. Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB) IV. Título

CDU 621.319.4(043)

**FILTROS DE SEPARAÇÃO ESPECTRAL APLICADOS AO PROCESSAMENTO DE
ÁUDIO UTILIZANDO TÉCNICAS DE CAPACITORES CHAVEADOS**

LÚCIO MAGNO DE SOUZA

Dissertação Aprovada em 30.05.2000



PROF. GURDIP SINGH DEEP, Ph.D., UFPB
Orientador



PROF. RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFPB
Orientador



PROF. ELMAR UWE KURT MELCHER, Dr., UFPB
Componente da Banca



PROF. JOSÉ SÉRGIO DA ROCHA NETO, D.Sc., UFPB
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Maio - 2000

Dedicatória

Dedico este trabalho a minha querida mãe, Maria da Conceição.

Dedico também a três grandes mulheres: minhas avós Otilia e Clara e a Ruth Helena.

Aos meus irmãos e irmãs.

À Maria da Saúde de Oliveira.

Agradecimentos

Agradeço aos professores Raimundo Carlos Silvério Freire e Gurdip Singh Deep pela orientação necessária para a realização desse trabalho.

Agradeço aos meus amigos Márcio, Cleumar, Adolfo, Rômulo, Luís Alberto, Gustavo, pelo companheirismo e cooperação nesses anos de convivência.

Agradeço também a todos os colegas do LIEC e LEIAM, além de outros professores e funcionários da UFPB, especialmente a equipe da COPELE.

À CAPES que proporcionou o suporte financeiro para viabilizar a realização desse trabalho.

Resumo

As técnicas de compressão/expansão de faixa dinâmica de áudio, que são utilizadas há anos nas estações de radiodifusão AM e FM, em sistemas de redução de ruído e recentemente em alguns aparelhos para deficientes auditivos, têm melhor desempenho se forem feitas em bandas separadas do espectro de áudio. Este trabalho aborda o projeto de uma rede de filtros analógicos aplicada ao processamento de compressão/expansão multi-banda, a qual separa o espectro de áudio em quatro bandas com taxa de atenuação de 24 dB/oitava na faixa de rejeição. Outra característica importante desta rede é sua resposta global de magnitude plana.

As funções de transferência podem ser realizadas em circuitos discretos a partir de filtros ativos RC, contudo neste trabalho sugere-se a implementação em circuito integrado, utilizando-se filtros a capacitores chaveados, pois estes têm melhor desempenho com relação à precisão desejada, não necessitam de ajustes nos parâmetros dos filtros e a outras vantagens advindas da integração MOS.

O desenvolvimento de um sistema a capacitores chaveados requer algumas etapas importantes: o projeto teórico, simulação computacional, leiaute e fabricação, testes e soluções de possíveis defeitos. O escopo desta dissertação abrange as duas etapas iniciais: a análise e síntese das funções de transferência de filtros a capacitores chaveados que implementem a rede de separação espectral analógica proposta e a simulação computacional da rede de filtragem discreta a capacitores chaveados.

Abstract

The compression and expansion of dynamic range of audio signal amplitude has been widely employed in the AM and FM broadcast systems to improve its noise characteristics. Recently similar techniques have also been employed in the design of modern hearing aids. The performance of the systems involving compressors and expanders is greatly enhanced if the audio signal is separated in different frequency bands with an independent compressor, expander in each band. In this dissertation, design considerations of a set of analog filters as applied to compression and expansion of dynamic range of the audio signals are presented. These filters enable the separation of the audio signals in 4 distinct frequency bands with 24 dB/octave roll-off in the stop band and yield a theoretically flat overall amplitude response.

Instead of implementing the filters with established discrete circuit configuration, topologies of Switched Capacitor filters are proposed and these in turn yield more precise control of the filter transfer characteristics without the need for fine tuning the filter components.

The development of a switched capacitor circuit involves the following steps: theoretical design, simulation, circuit layout, fabrication of the chip and eventual modifications after the test of the prototypes. The emphasis in this dissertation is primarily in the first two steps: the analysis and synthesis of switched capacitor filters for separating the audio signal in to 4 bands and the evaluation of the filter performance by simulation studies of the proposed configuration.

Sumário

Dedicatória	iv
Agradecimentos	v
Resumo	vi
Abstract	vii
Sumário	viii
Lista de Abreviaturas	xi
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xv
Capítulo 1: Introdução	1
Capítulo 2: Filtros de Separação Espectral para um Compressor/Expansor	
Multi-banda	5
2.1. Sistemas de compressão/expansão em banda larga	6
2.2. Sistemas de compressão/expansão multi-banda	7
2.3. Redes analógicas de separação espectral	10
2.4. Filtros de Linkwitz-Riley de 4 ^a ordem	11
2.5. Separação do espectro de áudio em quatro bandas: divisões sucessivas	12
2.6. Teste experimental	19
2.7. Comentários	21
Capítulo 3: Os Circuitos a Capacitores Chaveados	22
3.1. Princípio básico	23
3.2. Característica discreta no tempo	24
3.3. Análise dos circuitos idealizados a capacitores chaveados e regras de topologia	25
3.3.1. Análise dos circuitos idealizados	26
3.3.2. Regras de topologia	28

3.4. Análise gráfica	30
3.4.1. Simplificação notável	32
3.5. Projeto de filtros analógicos amostrados	33
3.5.1. Transformação bilinear	34
3.5.2. Discretização das funções de transferência da rede proposta	35
3.6. Comentários	38

Capítulo 4: Síntese de Funções de Transferência de Ordens Superiores a Dois

4.1. Síntese de funções de transferência de 1 ^a ordem	40
4.1.1. Integradores com entrada e saída simples	40
4.1.2. Integradores de Qiuting	41
4.1.3. Função de transferência genérica de 1 ^a ordem	43
4.2. Síntese de funções de transferência de 2 ^a ordem	45
4.2.1. Função de transferência genérica de 2 ^a ordem	45
4.2.2. Biquad de Fleischer-Laker: genérico e do tipo F	47
4.3. Síntese de funções de transferência de ordens superiores a dois	49
4.3.1. Realização em cascata	50
4.3.2. Realização em escada	51
4.4. Escalonamento dos filtros a capacitores chaveados	55
4.5. Comentários	58

Capítulo 5: Rede de Separação Espectral a partir de Filtros a Capacitores

Chaveados	60
5.1. Realização em cascata a partir de biquads tipo F	61
5.1.1. Filtros passa baixas	61
5.1.2. Filtros passa altas	63
5.1.3. Filtros passa todas	65
5.2. Biquad tipo F modificado	67
5.3. Escalonamento dos filtros	71
5.3.1. Otimização da faixa dinâmica	71

5.3.2. Minimização da área dos capacitores e redução do espalhamento	73
5.4. Análise em frequência e de sensibilidade da rede de separação espectral a capacitores chaveados	75
5.4.1. Resposta em frequência	75
5.4.2. Sensibilidade	77
5.5. Comentários	78
Capítulo 6: Conclusões e Trabalhos Futuros	79
6.1. Trabalhos futuros	80
Apêndice A: Rotinas de simulação computacionais	83
Apêndice B: Considerações sobre capacitâncias parasitas e efeito <i>feedthrough</i> do relógio	98
Apêndice C: Demonstrações: Mapeamento bilinear dos filtros protótipos em tempo contínuo; Integrador de Qiuting e Biquad tipo F modificado	102
Apêndice D: Considerações sobre pré-filtragem	115
Referências Bibliográficas	120

Lista de Abreviaturas

AOP	:	<i>Amplificador Operacional</i>
A/D	:	<i>Analógico/Digital</i>
AGV	:	<i>Amplificador com Ganho Variável</i>
BEI	:	<i>Backward Euler Integration</i>
BEDI	:	<i>Backward Euler Discrete Integrator</i>
CMOS	:	<i>Metal-Óxido-Semicondutor Complementar</i>
D/A	:	<i>Digital/Analógico</i>
DSP	:	<i>Digital Signal Processing</i>
FAA	:	<i>Filtro Analógico Anti-aliasing</i>
FEI	:	<i>Forward Euler Integration</i>
FEDI	:	<i>Forward Euler Discrete Integrator</i>
FCC	:	<i>Filtro a Capacitores chaveados</i>
IIR	:	<i>Infinite Impulse Response</i>
LDI	:	<i>Lossless Discrete Integration</i>
MOS	:	<i>Metal-Óxido-Semicondutor</i>
PCM	:	<i>Pulse Code Modulation</i>
PA	:	<i>Passa Baixas</i>
PB	:	<i>Passa Altas</i>
PT	:	<i>Passa Todas</i>
RMS	:	<i>Root Mean Square</i>
S/H	:	<i>Sample and Hold</i>
VLSI	:	<i>Very Large Scale Integration</i>

Lista de Figuras

- Figura 2.1 - Diagramas em blocos de um compressor/expansor: a) os processos de compressão e expansão são efetuados em cascata; b) os processos de compressão e/ou expansão são efetuados no mesmo bloco
- Figura 2.2 - Compressor com AGV baseado em célula fotoresistiva. O circuito detetor de nível altera a polarização do diodo da célula fotoresistiva com uma tensão contínua proporcional ao valor médio do sinal de áudio de saída
- Figura 2.3 - Esquemático de um processador de compressão/expansão multi-banda
- Figura 2.4 - Respostas de magnitude individuais e após o somatório das funções de transferência da rede de separação espectral requerida
- Figura 2.5 - Separação do espectro de áudio em 4 bandas a partir de divisões sucessivas
- Figura 2.6 - A resposta em frequência de H_S sem compensação de fase
- Figura 2.7 - Resposta de fase da função H_S^* (equação 2.14)
- Figura 2.8 - Divisão do espectro com a fase compensada
- Figura 2.9 - (a) Resposta de magnitude das funções H_{F1} , H_{F2} , H_{F3} , e H_{F4} .; (b) resposta de magnitude da função soma H_S^*
- Figura 2.10 - Trecho do sinal de áudio de entrada y_e , utilizado no teste de percepção de distorção de fase
- Figura 2.11 - Forma de onda de saída do filtro H_S^* , y_s
- Figura 3.1 - Princípio do capacitor chaveado simulando um resistor
- Figura 3.2 - (a) Circuito típico gerador de duas fases de relógio não sobrepostas [19]; (b) Fases não sobrepostas com atraso entre si de meio período de relógio
- Figura 3.3 - Esquema de um sistema a capacitores chaveados
- Figura 3.4 - Circuito passivo a capacitores chaveados implementando filtros passa baixas e passa altas em fases distintas: (a) circuito; (b) fases de comandos das chaves e tensão de entrada; (c) configuração na fase P; (d) configuração na fase I
- Figura 3.5 - (a) Circuito construído segundo as regras de topologia; (b) forma de onda da entrada e fases de comando; (c) circuito equivalente com redução do número de chaves

- Figura 3.6 - (a) Dedução da função de transferência através das relações individuais dos integradores ($F = V_S / \Delta Q_E$), e dos braços ($F = \Delta Q_S / V_E$) do circuito; (b) formas de onda da entrada e fases de comando das chaves
- Figura 3.7 - Braços típicos em estruturas de capacitores chaveados
- Figura 3.8 - Exemplo de análise estrutural através do diagrama em blocos do circuito e o fluxo de sinal: (a) circuito; (b) gráfico de fluxo de sinal
- Figura 3.9 - a) Associação em paralelo de dois capacitores chaveados I e J; b) gráfico de fluxo de sinal equivalente
- Figura 3.10 - Associações em paralelo equivalentes a associação da figura 3.9a; a) para $I = J$; b) para $I < J$; c) para $I > J$
- Figura 3.11 - Exemplo de especificações em frequência desejadas de um filtro passa baixas
- Figura 4.1 - Integradores básicos de síntese: a) integrador de Miller; b) fases de comando das chaves e tensão de entrada; c) integrador BEDI; e) integrador FEDI
- Figura 4.2 - Integradores de Qiuting: a) inversor; b) não inversor
- Figura 4.3 - Célula genérica de 1ª ordem capaz de realizar 4 variações da equação 4.7
- Figura 4.4 - Biquad genérico de Fleischer-Laker
- Figura 4.5 - Gráfico de fluxo de sinal do biquad genérico de Fleischer-Laker
- Figura 4.6 - Biquad de Fleischer-Laker tipo F
- Figura 4.7 - Biquad tipo F com o número mínimo de chaves
- Figura 4.8 - Forma direta (canônica) de um filtro amostrado de 3ª ordem
- Figura 4.9 - Estrutura em cascata para evitar a propagação de erros dos coeficientes na função de transferência de ordem superior
- Figura 4.10 - a) Rede genérica LC em escada com terminação dupla; b) exemplo de rede LC em escada de 3ª ordem, filtro passa baixas
- Figura 4.11 - a) Gráfico de fluxo de sinal representando as relações de integral I – V (V – I) do protótipo LC em escada (figura 4.11b); b) realização RC ativa equivalente
- Figura 4.12 - Realização da rede RLC em escada a capacitores chaveados, a partir de um projeto aproximado, utilizando-se integradores BEDI e FEDI
- Figura 4.13 - Representação da seção de um filtro a capacitores chaveados
- Figura 4.14 - a) Filtro passa baixas hipotético com 2 AOPs; b) resposta de magnitude nas saídas dos AOPs antes do escalonamento; c) resposta de magnitude após o escalonamento
- Figura 5.1 - Derivação do biquad tipo F que desempenha a função passa baixas de 2ª ordem, a partir da transformação bilinear

- Figura 5.2 - Derivação do biquad tipo F que desempenha a função passa altas de 2ª ordem, a partir da transformação bilinear
- Figura 5.3 - Derivação do biquad tipo F que desempenha a função passa todas de 2ª ordem, a partir da transformação bilinear
- Figura 5.4 - Gráfico de fluxo de sinal do biquad passa baixas da figura 5.1
- Figura 5.5 - Biquad passa baixas tipo F modificado com o integrador de Qiuting
- Figura 5.6 - Gráfico de fluxo de sinal equivalente para a fase I do biquad passa baixas tipo F modificado
- Figura 5.7 - Diagrama em blocos da rede de separação a capacitores chaveados
- Figura 5.8 - Resposta em frequência da rede de separação espectral: linha contínua – filtros a capacitores chaveados; linha tracejada – filtros em tempo contínuo
- Figura 5.9 - Resposta global de magnitude; análise de sensibilidade para uma distribuição uniforme de $\pm 0,35\%$, com 500 tiragens aleatórias
- Figura 6.1 - Estrutura de filtragem ilustrando blocos de pré-filtragem necessários
- Figura B.1 - a) Capacitâncias parasitas associadas a um transistor NMOS; b) circuito equivalente
- Figura B.2 - a) Capacitâncias parasitas associadas a um capacitor MOS; b) circuito equivalente
- Figura B.3 - a) Capacitâncias parasitas associadas aos capacitores MOS e aos transistores NMOS em um integrador FEDI; b) circuito resultante após a associação dos capacitores parasitas mais relevantes
- Figura B.4 - Integradores insensíveis às capacitâncias parasitas: esquemas dos integradores (a) FEDI e (c) BEDI; (b) e (d) os integradores FEDI e BEDI com suas capacitâncias parasitas relevantes, respectivamente
- Figura C.1 - (a) O integrador não inversor de Qiuting; (b) Sinal de entrada amostrado e retido na fase P e as fases de comando das chaves P e I
- Figura C.2 - Biquad passa baixas tipo F modificado
- Figura C.3 - Gráfico de fluxo de sinal, com referência a fase I, obtido após a análise nominal do biquad tipo F modificado
- Figura D.1 - Pré-filtragem para evitar o efeito aliasing
- Figura D.2 - Redução da ordem do filtro FAA, com o auxílio do próprio filtro discreto FCC
- Figura D.3 - Estrutura de filtragem ilustrando blocos de pré-filtragem necessários nos sistemas práticos
- Figura D.4 - Resposta em frequência simulada dos filtros de pré-filtragem, o protótipo elíptico e FAA

Lista de Tabelas

- Tabela 4.1 - Funções de filtragem de 1ª ordem
- Tabela 4.2 - Funções de filtragem realizáveis pelo circuito da figura 4.4
- Tabela 4.3 - Funções de filtragem biquadráticas
- Tabela 5.1 - Equações de projeto do biquad tipo F para um filtro passa baixas da forma PB 20
- Tabela 5.2 - Valores das razões entre capacitores para os filtros passa baixas
- Tabela 5.3 - Equações de projeto do biquad tipo F para um filtro passa altas
- Tabela 5.4 - Valores das razões entre capacitores para os filtros passa altas
- Tabela 5.5 - Equações de projeto do biquad tipo F para um filtro passa todas
- Tabela 5.6 - Valores das razões entre capacitores para os filtros passa altas
- Tabela 5.7 - Equações de projeto do biquad tipo F modificado para um filtro passa baixas da forma PB 20
- Tabela 5.8 - Valores das razões entre capacitores do biquad tipo F modificado para os filtros passa baixas
- Tabela 5.9 - Valores de pico referentes às saídas dos AOPs
- Tabela 5.10 - Valores dos capacitores após o escalonamento para a maximização da faixa dinâmica
- Tabela 5.11 - Valores dos capacitores (em C_0) após o escalonamento para a minimização da área capacitiva e do espalhamento entre capacitores

CAPÍTULO 1

Introdução

Técnicas de compressão e expansão de faixa dinâmica de sinais de áudio já são utilizadas há muito tempo nos sistemas de telefonia e em processamentos específicos de áudio. Uma das aplicações básicas dessas técnicas consiste em passar um sinal original com uma faixa dinâmica extensa por um canal com faixa dinâmica reduzida, causando mínima distorção sonora possível [1]. O canal pode ser um meio de armazenagem, circuito de processamento especializado, meio de transmissão, ou mesmo o aparelho de audição humana.

Recentemente, a técnica de compressão/expansão de sinais tem se estendido a uma classe larga de sistemas, oferecendo a possibilidade do aumento da faixa dinâmica dos mesmos. Com a tendência sempre crescente de redução das tensões de alimentação na microeletrônica analógica, os circuitos projetados para operar em baixa tensão são eles próprios um fator limitante do desempenho de sistemas. Como resultado, torna-se necessário o uso das técnicas de compressão/expansão hoje muito mais do que anteriormente [2]. Técnicas de compressão de faixa dinâmica de áudio também estão sendo aplicadas no desenvolvimento de aparelhos de auxílio a deficientes auditivos (*hearing aids*) com perdas do tipo neurosensoriais [3][4]. Estes aparelhos agem como equalizadores de amplitude sonora, compensando as anomalias na resposta de sensibilidade sonora (curvas de *loudness*) destes deficientes auditivos. Em geral estes aparelhos precisam ser portáteis e consumirem pouca energia [4].

Um sistema de compressão/expansão que processa um sinal sem levar em consideração seu espectro de frequência é chamado de sistema de compressão/expansão banda larga, já os que operam com discriminação das componentes espectrais do sinal são conhecidos como sistemas de compressão/expansão multi-banda. Em muitos casos, como nos sistemas de compressão de áudio para deficientes auditivos, no processamento de áudio em estações de radio-difusão ou em sistemas de redução de ruído, a compressão/expansão multi-banda provê mui-

tas vantagens em relação ao processamento em banda larga. Um elemento fundamental neste tipo de processamento é a rede de filtragem para a separação do espectro na faixa de áudio em duas ou mais bandas, cujas características de magnitude e fase devem ser bem projetadas para evitar a degradação do desempenho global do sistema. Esta dissertação trata especificamente deste elemento dos sistemas de compressão/expansão multi-banda.

Várias estratégias de separação espectral de áudio são encontradas na literatura, a partir de abordagens analógicas [7-11] ou digitais [14-16]. Baseado nas funções de Linkwitz-Riley de 4ª ordem [10], apresenta-se no capítulo 2 o desenvolvimento teórico de uma rede de separação espectral analógica de quatro bandas, visando a compressão/expansão de áudio em estações de radiodifusão. O desenvolvimento das funções de transferência, $H(s)$, desta rede foi motivado por um problema prático de uma empresa fabricante de equipamentos para radiodifusão localizada em Campina Grande – PB. Contudo, sua aplicação pode ser ampliada a outros sistemas de compressão/expansão multi-banda, como por exemplo aos aparelhos de auxílio à deficientes auditivos [4].

Os filtros propostos podem ser implementados a partir de circuitos discretos, circuitos híbridos ou circuitos integrados, usando-se diversas técnicas. Contudo, em aplicações que necessitam de um alto grau de compactação de sistemas, consumo de energia baixo, boa precisão e produção em grande escala, a técnica de filtros a capacitores chaveados apresenta-se como uma boa opção de implementação de filtros analógicos precisos. Uma especificação muito importante para a rede de filtragem apresentada no capítulo 2 é a resposta global de magnitude da rede de filtros. Ela deve ser plana, tanto quanto possível, admitindo-se um desvio máximo de $\pm 0,5$ dB em toda a faixa de áudio. Entenda-se por resposta global de magnitude como o módulo da soma das funções de transferência que compõem a rede de separação espectral, esta questão é bem detalhada no capítulo 2. Implementações clássicas de filtros elétricos, como os circuitos discretos RC ativos, dificilmente alcançariam esta especificação sem o uso de calibração exaustiva dos circuitos. Por sua vez, os filtros a capacitores chaveados podem ser desenvolvidos com a precisão necessária sem a necessidade de qualquer calibração posterior a fabricação do circuito integrado. Além disso, parâmetros como as frequências de corte dos filtros podem ser controladas digitalmente variando-se alguns capacitores do circuito (através de bancos de capacitores) ou variando-se a frequência de relógio do circuito.

Os filtros a capacitores chaveados pertencem a classe dos sistemas analógicos amostrados no tempo, classe que encontra-se entre os sistemas analógicos em tempo contínuo e os sistemas digitais. Nestes sistemas os sinais são representados sem codificação de amplitude

(tensão, corrente ou carga), semelhante aos sistemas analógicos contínuos. Contudo, possuem um relógio, e a amplitude do sinal é tomada apenas em instantes discretos do tempo, semelhante aos sistemas digitais. Os filtros a capacitores chaveados podem ser fabricados a partir de tecnologias MOS digitais padrões [21]. Portanto, podem compartilhar o mesmo *chip* com outros circuitos digitais. Este aspecto é de grande importância, por exemplo, nos modernos sistemas de telecomunicações, em que funções analógicas e digitais geralmente são constituintes de um mesmo bloco funcional [20-22][30]. Os elementos básicos de implementação dos filtros a capacitores chaveados são capacitores, chaves, amplificadores operacionais e, em casos raros, resistores, todos disponíveis em tecnologia MOS [21].

O desenvolvimento de um sistema a capacitores chaveados requer algumas etapas importantes: o projeto teórico, simulação computacional, leiaute e fabricação, testes e soluções de possíveis defeitos [21]. O escopo desta dissertação abrange as duas etapas iniciais: a análise e síntese das funções de transferência de filtros a capacitores chaveados que implementem a rede de separação espectral analógica proposta no capítulo 2, e a simulação computacional da rede de filtragem discreta. Estes são passos fundamentais na concepção dos filtros a capacitores chaveados, em que são levados em consideração aspectos práticos relacionados as tecnologias MOS de fabricação de circuitos integrados.

Conforme mencionado anteriormente, no capítulo 2 apresenta-se o objetivo principal desta dissertação, abordando-se inicialmente o problema da compressão/expansão em banda larga e multi-banda, suas diferenças e aplicações. São estabelecidas as especificações de projeto para uma rede de separação espectral de 4 bandas, visando o processamento de compressão/expansão multi-banda em estações de radiodifusão. Concomitante, apresenta-se um método de separação espectral e as funções de transferência da rede analógica proposta.

A partir das funções de transferências, $H(s)$, dos filtros obtidas, todos os esforços são voltados para o projeto dos filtros a capacitores chaveados que obtenham desempenho (resposta em frequência) o mais próximo quanto possível dos filtros protótipos em tempo contínuo. Desta forma, no capítulo 3 apresenta-se uma revisão dos circuitos a capacitores chaveados. Nesta revisão são apresentados princípios básicos da teoria dos circuitos a capacitores chaveados, fundamentais para o projeto eficiente dos filtros a capacitores chaveados com resposta ao impulso infinita (filtros discretos IIR – *infinite impulse response*). Além disso, apresenta-se um tópico sobre projeto de filtros analógicos amostrados IIR, destacando-se o método de transformação bilinear, o qual é utilizado para o mapeamento do espaço S para o espaço Z das funções de transferências da rede de separação espectral em tempo contínuo.

Durante as décadas de 70 e 80 e meados da década de 90, vários pesquisadores na área de circuitos e sistemas analógicos e mistos (analógicos e digitais) desenvolveram um grande volume de circuitos e blocos básicos de implementação a capacitores chaveados. No capítulo 4 são apresentados alguns destes circuitos de 1ª e 2ª ordens usuais para síntese de filtros a capacitores chaveados. Analisa-se o biquad de Fleischer-Laker do tipo F, o bloco básico de síntese escolhido para a implementação de várias funções de transferência discretas da rede de separação espectral, obtidas no capítulo 3. São apresentados dois métodos de implementação de funções de transferências com ordens superiores a dois, muito utilizados: a realização em cascata e a realização em escada. Concluindo o capítulo, é apresentada uma técnica de escalonamento dos filtros a capacitores chaveados, o que otimiza consideravelmente o desempenho do filtro em circuito integrado, através da redução da área necessária para os capacitores e da maximização da faixa dinâmica do circuito.

Os capítulos 3 e 4 apresentam os subsídios necessários para a síntese dos filtros a capacitores chaveados, objetivando a rede de separação espectral de 4 bandas. No capítulo 5 são utilizadas as ferramentas de análise e síntese apresentadas nestes capítulos, para a implementação efetiva das funções discretas. É apresentada uma nova célula biquadrática baseada na estrutura do biquad de Fleischer-Laker do tipo F, em que seu integrador não inversor é substituído pelo integrador de Huang Qiuting [25]. Esta estratégia visa diminuir o espalhamento nos valores dos capacitores do circuito, causada em virtude do valor relativamente elevado da frequência de amostragem utilizada no projeto, em relação a frequência de pólo de alguns filtros. A estrutura de filtragem proposta é estuda por simulação, considerando-se um desvio uniforme nos valores nominais dos capacitores de acordo com as tolerâncias de fabricação.

Por fim, no capítulo 6 são incluídos comentários e conclusões sobre o trabalho realizado. Discute-se os problemas encontrados e as soluções adotadas de acordo com os recursos disponíveis. São apresentadas sugestões para a realização de trabalhos futuros visando a continuidade e o aperfeiçoamento deste trabalho inicial. Os apêndices apresentados incluem fundamentos teóricos para o texto principal. Em especial destaca-se o apêndice C, em que se demonstra, através de análise ideal, a função de transferência do biquad tipo F modificado.

CAPÍTULO 2

Filtros de Separação Espectral para um Compressor/Expansor Multi-banda

Neste capítulo são apresentados conceitos básicos sobre os sistemas de compressão/expansão de faixa dinâmica de sinais de áudio. Quanto a seletividade em frequência, pode-se classificá-los em sistemas de compressão/expansão banda larga ou sistemas de compressão/expansão multi-banda. Os sistemas de compressão/expansão em banda larga são mais simples, contudo para alguns tipos de sinais e/ou alguns tipos de processamentos são menos eficientes que os sistemas multi-banda. No processamento multi-banda o sinal é tratado em faixas distintas de frequências. Este tipo de processamento amplia as possibilidades de sintonia dos parâmetros de compressão (expansão), particularizando-as para cada banda.

A rede de separação espectral é portanto, um elemento fundamental dos sistemas de compressão/expansão multi-banda. Duas características ideais para esta rede são resposta global de magnitude plana e resposta global de fase linear. Apresenta-se neste capítulo, uma rede de separação espectral de 4 bandas, baseada nos filtros de Linkwitz-Riley, cuja resposta global de magnitude é plana. Um teste de desempenho subjetivo é realizado utilizando-se sinais de áudio típicos em um ambiente de simulação computacional, o qual não revelou distorção sonora perceptível devido à característica de fase da rede.

2.1 Sistemas de compressão/expansão em banda larga

Um compressor reduz a faixa dinâmica de um sinal através de um dispositivo que varia seu ganho dinamicamente, de acordo com características do próprio sinal, como o seu valor médio, valor de pico, valor eficaz, etc. Um expansor executa o processo inverso, em que a faixa dinâmica do sinal processado é aumentada. A faixa dinâmica de um sinal de áudio é definida como a razão entre a maior e a menor amplitude do sinal, dada em decibel (dB).

Dois diagramas em blocos de sistemas de compressão/expansão amplamente utilizadas são mostradas nas figuras 2.1a e 2.1b. Os dispositivos fundamentais são um amplificador com ganho variável (AGV) e um circuito de detecção de nível do sinal. O AGV varia seu ganho dinamicamente de acordo com o sinal de controle advindo do circuito detetor de nível do sinal, que pode ser um circuito detetor de valor eficaz (RMS), detetor de pico ou outro circuito apropriado [2].

O diagrama apresentado na figura 2.1a é chamado geralmente de *compansor*, palavra que significa a ação de um *compressor* seguida de um *expansor*. O sistema Dolby [5] de redução de ruído, que tem sido usado ao longo dos anos para aumentar a faixa dinâmica aparente do canal de gravação de fitas cassete, utiliza este tipo de arquitetura, bem como os sistemas telefônicos. Já o esquema representado pela figura 2.1b simplifica os sistemas de compressão/expansão utilizados nas estações de radiodifusão, bem como nos dispositivos de auxílio à deficientes auditivos [4]. Em ambos os diagramas o compressor atua através da realimentação do sinal de áudio, já o expansor atua a partir de alimentação direta. Estas amostras de sinais são entregues ao circuito detetor de nível para gerar uma tensão (ou corrente) de controle para o AGV. Geralmente, esta tensão (corrente) de controle altera a polarização de um dispositivo ativo ligado ao circuito do AGV. A variação da polarização deste dispositivo pode mudar o ganho do AGV através de uma função linear ou não linear. A figura 2.2 exemplifica um compressor simples com AGV baseado em célula foto-resistiva e circuito detetor de nível formado por retificadores de precisão e filtros passa baixas de 1ª ordem.

Os sistemas de compressão/expansão possuem parâmetros de ajustes estáticos e dinâmicos. Os parâmetros estáticos são os níveis *limiaries* de compressão (expansão) e as *taxas* de compressão (expansão). A partir destes parâmetros é traçado o gráfico de relação estática entre o sinal de entrada e o sinal de saída de um compressor (expansor). Os parâmetros dinâmicos impõem a velocidade de reação de um compressor (expansor) às variações nos níveis do

sinal. São eles o tempo de *ataque* e o tempo de *recuperação* de ganho. A sintonia destes parâmetros é feita de tal forma a minimizar os efeitos de distorção sonora, de acordo com o tipo de sinal que está sendo processado (o chamado *material de programa*) [1]. Contudo, em alguns tipos de processamentos e/ou para alguns tipos de programas, o compressor/expansor em banda larga não obtém desempenho satisfatório quando, por exemplo, processa sinais com grande variação de energia com a frequência e/ou existe uma dependência dos canais com a frequência, algo que impulsionou ao longo do tempo o processamento de compressão e expansão seletivo em frequência.

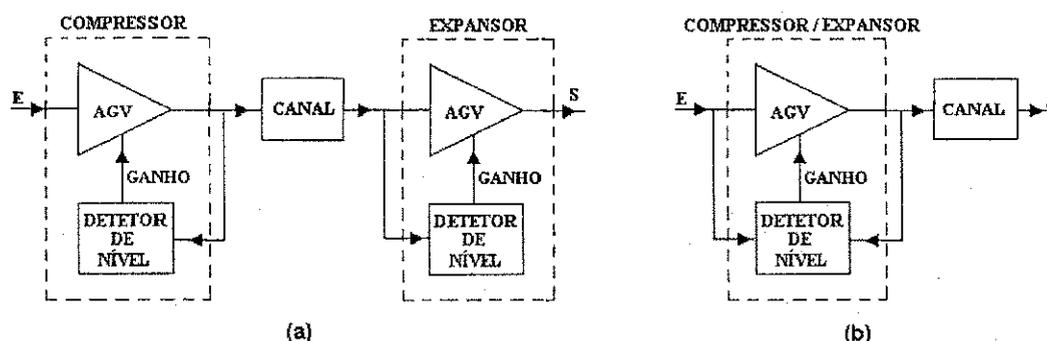


Figura 2.1: Diagramas em blocos de um compressor/expansor: a) os processos de compressão e expansão são efetuados em cascata; b) os processos de compressão e/ou expansão são efetuados no mesmo bloco.

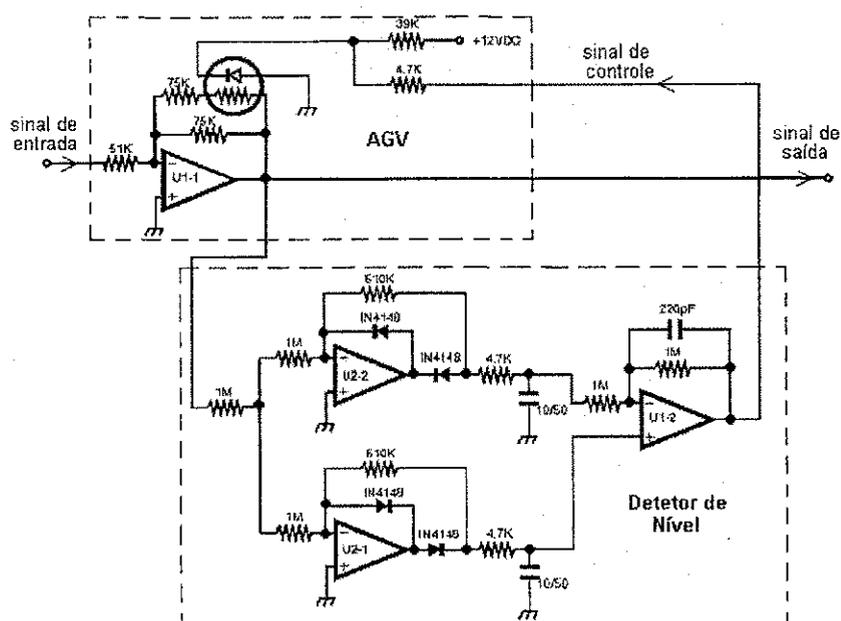


Figura 2.2: Compressor com AGV baseado em célula foto-resistiva. O circuito detetor de nível altera a polarização do diodo da célula foto-resistiva com uma tensão contínua proporcional ao valor médio do sinal de áudio de saída.

2.2 Sistemas de compressão/expansão multi-banda

Supondo um sinal de áudio produzido por vários instrumentos musicais, tais como saxofone, piano, clarineta, percussão, etc. Se um compressor do tipo banda larga estiver processando este sinal, no momento em que ocorrer um pico sonoro de saxofone, o que representa um pico sonoro nas frequências baixas, o compressor atenuaria indiferentemente todos os demais instrumentos nas frequências médias e altas.

Outro caso são as anomalias nas curvas de sensibilidade sonora (curvas de *loudness*) de pessoas com deficiência auditiva do tipo neuro-sensoriais [3][4], as quais geralmente são altamente dependentes da frequência. Compressores que não levarem em consideração esta dependência do canal com a frequência não serão suficientemente eficientes. A compressão/expansão em bandas separadas do espectro de áudio pode portanto eliminar estes problemas, além de permitir ajustes nos parâmetros do compressor (expansor) conforme o objetivo do sistema.

Um dos componentes fundamentais do processamento multi-banda é a rede elétrica de separação espectral. As especificações destes filtros, tais como número de bandas, frequências de cruzamento, taxa de atenuação na banda de rejeição (*rolloff rate*), ondulação na banda de passagem, etc., variam de acordo com o objetivo do processamento e as características do sinal a ser processado. A figura 2.3 mostra um compressor/expansor de 4 bandas, em que o sinal de entrada X_e é dividido em quatro componentes (X_1 , X_2 , X_3 e X_4) para o processamento de compressão/expansão individual.

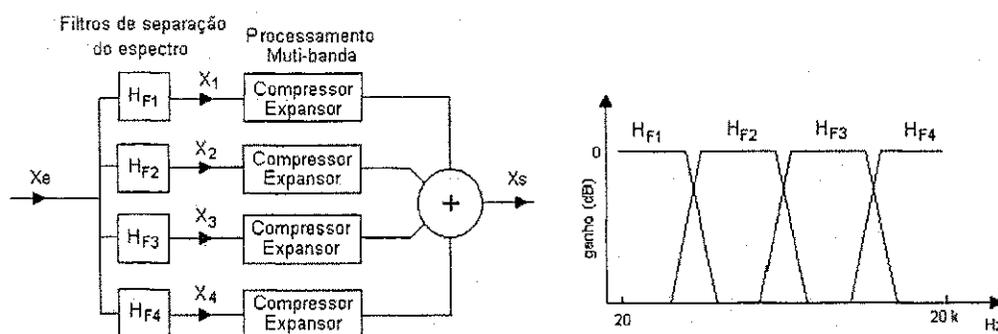


Figura 2.3: Esquemático de um processador de compressão/expansão multi-banda.

Neste tipo de rede deve-se fazer atenção não apenas à resposta individual de cada filtro (H_{F1} , H_{F2} , H_{F3} e H_{F4}), como também à resposta *global* da função formada pela soma dos filtros (equação (2.1)).

$$\frac{X_s(s)}{X_e(s)} = H_S(s) = H_{F1}(s) + H_{F2}(s) + H_{F3}(s) + H_{F4}(s) \quad (2.1)$$

Uma característica importante da função $H_S(s)$ é que esta deve ser plana em magnitude na faixa de interesse do processamento (no caso de 20 a 20000 Hz). Idealmente, a resposta de magnitude global dos filtros não deve afetar a magnitude do sinal de entrada, apenas o compressor (expansor) deve fazê-lo, se necessário; e a resposta de fase global da função $H_S(s)$ não deve causar distorção audível, ou seja:

$$|H_{F1}(j\omega) + H_{F2}(j\omega) + H_{F3}(j\omega) + H_{F4}(j\omega)| = 1 \quad \forall \omega \quad (2.2)$$

$$\angle [H_{F1}(j\omega) + H_{F2}(j\omega) + H_{F3}(j\omega) + H_{F4}(j\omega)] = \theta(\omega) = 0 \quad \forall \omega \quad (2.3)$$

$\omega \rightarrow$ frequência angular em rad/s

$\theta(\omega) \rightarrow$ função de fase em radianos

Tomando-se o sinal de entrada x_e como uma composição de sinais senoidais, a equação (2.2) garante que no estado estacionário x_s é uma cópia do sinal de entrada, como em um filtro passa todas. Já a equação (2.3) garante que não há deslocamento de fase entre os dois sinais. Uma rede que atenda ambas as equações implica em $x_s(t) = x_e(t) \quad \forall t$, e o seu projeto é conhecido na literatura como rede de separação espectral “orientada a tensão constante” [7].

Contudo, nos projetos de sistemas de áudio de alta fidelidade, considera-se plenamente satisfatório a preservação da linearidade da fase do sinal de áudio após um tratamento de filtragem (filtros passa altas, passa banda, etc.) [6]. Isto implica que o atraso de grupo do filtro resultante deve ser constante, assim, todas as componentes de frequência do sinal de entrada são atrasadas proporcionalmente ao passarem pela rede de separação espectral, o que garante a integridade sonora do sinal de áudio [6].

Considerando-se $\theta(\omega)$ a função de fase da somatória dos filtros e $D(\omega)$ a função atraso de grupo da mesma somatória, tem-se

$$\angle [H_{F1}(j\omega) + H_{F2}(j\omega) + H_{F3}(j\omega) + H_{F4}(j\omega)] = \theta(\omega) = -K\omega + \theta_0 \quad (2.4)$$

$$D(\omega) = -\frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = K \quad (2.5)$$

$\theta_0 \rightarrow$ fase inicial para $\omega = 0$

$K \rightarrow$ valor constante

A solução das equações (2.2) e (2.3) (fase zero) ou (2.2) e (2.4) (fase linear) depende das especificações individuais de cada filtro (H_{F1} , H_{F2} , H_{F3} e H_{F4}). Intuitivamente, pode-se desejar que as transições na resposta de magnitude entre os filtros (figura 2.3) sejam as mais abruptas quanto possíveis, de tal forma que a *dinâmica do sinal* (variações de amplitude) em uma determinada faixa de frequência não influenciem as demais componentes do sinal em outras faixas de frequências. Contudo, dependendo das especificações do projeto, filtros analógicos extremamente seletivos em magnitude não são usuais, principalmente se isto levar a grandes distorções em sua característica de fase [6].

2.3 Redes analógicas de separação espectral

Conforme observado na seção 2.2, a respeito das vantagens advindas do processamento de compressão/expansão em múltiplas bandas, a rede de separação espectral desempenha um papel fundamental e deve atender aos objetivos do processamento. Através de um contato com uma empresa na área de equipamentos de áudio¹, foi sugerido o projeto de uma rede analógica de 4 bandas objetivando o processamento de compressão/expansão em radiodifusão, com frequências de cruzamento de 150, 700 e 3300 Hz.

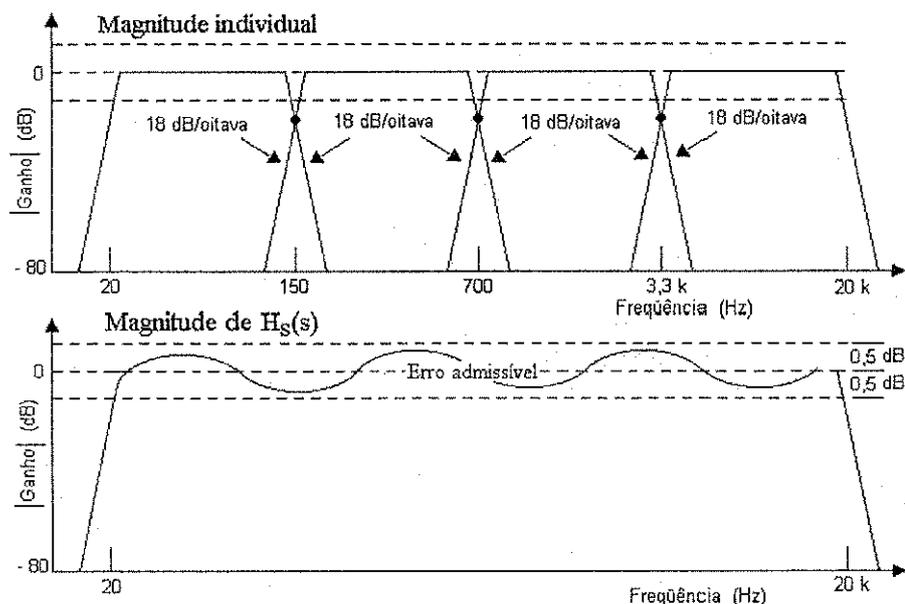


Figura 2.4: Respostas de magnitude individuais e após o somatório das funções de transferência da rede de separação espectral requerida.

1 - Apel – Aplicações Eletrônicas, Campina Grande – PB.

A resposta de magnitude global dos filtros (função soma $H_S(s)$, equação (2.1)) deveria ter ondulação máxima de $\pm 0,5$ dB na faixa total de áudio (20 a 20000 Hz). Cada filtro deveria ter uma taxa de atenuação mínima de 18 dB/oitava e ausência de ondulação (*ripple*) na banda passante. A figura 2.4 exemplifica estas especificações.

Várias redes de separação espectral analógicas já foram propostas, principalmente objetivando *crossover* para sistemas de alto-falantes [7-11]. De maneira semelhante aos filtros de separação espectral para a compressão/expansão multi-banda, buscava-se uma resposta de magnitude global plana (soma das funções de transferência dos filtros). Cada uma destas redes propostas [7-11] possuem vantagens e desvantagens entre si. Contudo, os filtros de Linkwitz-Riley de 4ª ordem mostram-se como uma das melhores opções para o projeto de uma rede de separação espectral analógica [11].

2.4 Filtros de Linkwitz-Riley de 4ª ordem [10]

As funções de transferências dos filtros de Linkwitz-Riley são formadas pelo produto de duas funções de transferência de filtros de Butterworth idênticas. As equações (2.6) e (2.7) mostram dois filtros de Linkwitz-Riley de 4ª ordem, um passa baixas, outro passa altas, respectivamente, com frequências de pólo ω_o e ganho unitário. As respostas de magnitude destas funções apresentam ótima taxa de atenuação (24 dB/oitava), além de não possuírem ondulação na banda passante [10].

$$H_{PB}(s) = \frac{\omega_o^2}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)} \cdot \frac{\omega_o^2}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)} = \frac{\omega_o^4}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)^2} \quad (2.6)$$

$$H_{PA}(s) = \frac{s^2}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)} \cdot \frac{s^2}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)} = \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)^2} \quad (2.7)$$

A soma das equações (2.6) e (2.7) resulta em

$$H_{soma} = H_{PB}(s) + H_{PA}(s) = \frac{s^4 + \omega_o^4}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)} \quad (2.8)$$

Calculando-se os pólos e zeros da equação (2.8), tem-se

Pólos: $s = -\frac{\sqrt{2}\omega_o}{2} \pm \frac{j\sqrt{2}\omega_o}{2}; s = -\frac{\sqrt{2}\omega_o}{2} \pm \frac{j\sqrt{2}\omega_o}{2}$

Zeros: $s = \frac{\sqrt{2}\omega_o}{2} \pm \frac{j\sqrt{2}\omega_o}{2}; s = \frac{\sqrt{2}\omega_o}{2} \pm \frac{j\sqrt{2}\omega_o}{2}$

Nota-se que ocorrerá um cancelamento de pólos e zeros em $s = -\frac{\sqrt{2}\omega_o}{2} \pm \frac{j\sqrt{2}\omega_o}{2}$, gerando-se uma função passa todas de 2ª ordem (equação (2.9)). Ou seja, a resposta de magnitude global ($|H_{soma}|$) do *crossover* de duas bandas de Linkwitz-Riley é perfeitamente plana.

$$H_{soma} = \frac{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)(s^2 - \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)(s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2)} = \frac{s^2 - \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_o s + \omega_o^2} \quad (2.9)$$

2.5 Separação do espectro de áudio em quatro bandas: divisões sucessivas

A idéia básica é utilizar o *crossover* de duas bandas de Linkwitz-Riley (4ª ordem) e a partir de divisões sucessivas, separar o espectro de áudio nas 4 bandas pretendidas (seção 2.3). Tomando-se as frequências de cruzamento genericamente como **a**, **b** e **c** (ordem crescente de frequências), a figura 2.5 ilustra o procedimento.

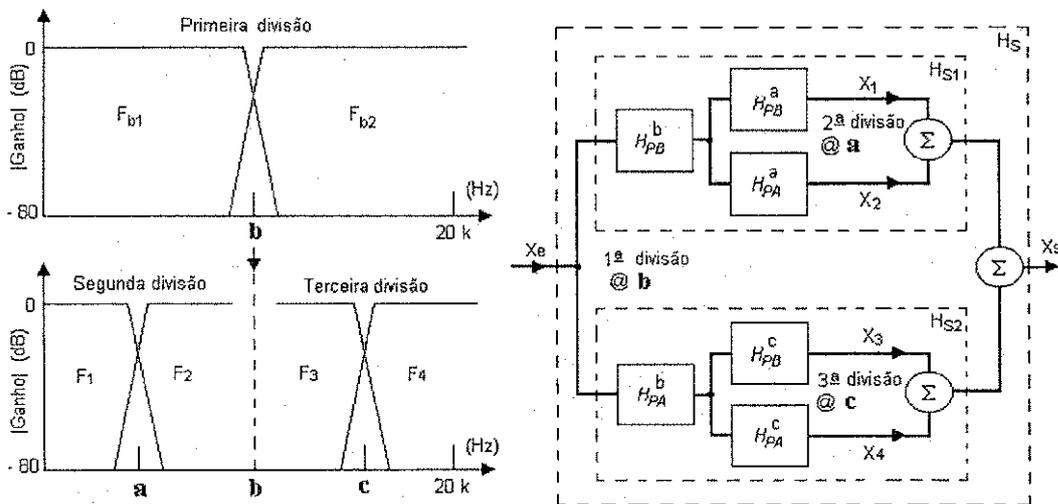


Figura 2.5: Separação do espectro de áudio em 4 bandas a partir de divisões sucessivas.

A primeira divisão é feita em $\omega_o = \mathbf{b}$ rad/s a partir dos filtros H_{PB}^b e H_{PA}^b , gerando-se as faixas F_{b1} e F_{b2} . A segunda divisão é efetuada pelos filtros H_{PB}^a e H_{PA}^a sobre a faixa de frequências baixas F_{b1} , com frequência de transição $\omega_o = \mathbf{a}$ rad/s, gerando-se as faixas F_1 e F_2 . A terceira divisão é efetuada pelos filtros H_{PB}^c e H_{PA}^c , sobre a faixa de frequências altas F_{b2} , com frequência de transição $\omega_o = \mathbf{c}$ rad/s, gerando-se as faixas F_3 e F_4 . As funções de transferência individuais dos blocos mostrados na figura 2.5 são dadas por:

$$H_{PB}^a(s) = \frac{a^4}{(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)^2}; H_{PA}^a(s) = \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)^2}$$

$$H_{PB}^b(s) = \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2}; H_{PA}^b(s) = \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2}$$

$$H_{PB}^c(s) = \frac{c^4}{(s^2 + \sqrt{2}cs + c^2)^2}; H_{PA}^c(s) = \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}cs + c^2)^2}$$

Já as funções de transferência para as quatro faixas resultantes são dadas por:

$$F_1: H_{F1}(s) = H_{PB}^b(s) \cdot H_{PA}^a(s)$$

$$F_2: H_{F2}(s) = H_{PB}^b(s) \cdot H_{PA}^b(s)$$

$$F_3: H_{F3}(s) = H_{PA}^b(s) \cdot H_{PB}^c(s)$$

$$F_4: H_{F4}(s) = H_{PA}^b(s) \cdot H_{PA}^c(s)$$

A soma destas funções de transferência, ($H_{soma} = H_{F1} + H_{F2} + H_{F3} + H_{F4}$), deve ser plana em magnitude para concordar com a equação (2.2). Para facilitar a análise, esta soma foi realizada em duas etapas (figura 2.5). Desta forma, para as funções das somas parciais H_{S1} e H_{S2} , tem-se.

$$H_{S1} = \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \left[\frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)^2} + \frac{a^4}{(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)^2} \right]$$

$$\begin{aligned}
 H_{s1} &= \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \left[\frac{s^4 + a^4}{(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)^2} \right] \\
 H_{s1} &= \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \left[\frac{(s^2 - \sqrt{2}as + a^2)(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)}{(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)^2} \right] \\
 H_{s1} &= \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \left[\frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \right] \tag{2.10}
 \end{aligned}$$

De maneira análoga, tem-se para H_{s2}

$$H_{s2} = \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \left[\frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \right] \tag{2.11}$$

Observa-se que H_{s1} (equação (2.10)) equivale a um filtro Linkwitz-Riley de 4^a ordem, passa baixas, com frequência de pólo $\omega_o = \mathbf{b}$, cuja fase está sendo alterada através do passa todas de 2^a ordem com frequência de pólo $\omega_o = \mathbf{a}$. Já H_{s2} (equação 2.11) equivale a um filtro Linkwitz-Riley de 4^a ordem passa altas, com frequência de pólo $\omega_o = \mathbf{b}$, cuja fase está sendo alterada pelo filtro passa todas de 2^a ordem com frequência de polo $\omega_o = \mathbf{c}$. Isto ocasiona um problema, a função soma $H_S = H_{s1} + H_{s2}$ não será plana em magnitude, devido a introdução dos deslocamentos de fase citados. Considerando $\mathbf{a} = 2\pi 150$ rad/s, $\mathbf{b} = 2\pi 700$ rad/s e $\mathbf{c} = 2\pi 3300$ rad/s, a figura 2.6 mostra a resposta de magnitude de H_S , na qual observa-se uma atenuação de aproximadamente $-1,7391$ dB na frequência de 700 Hz, o que excede o limite de $\pm 0,5$ dB de erro máximo estabelecido na seção 2.3.

Uma forma simples de se contornar este problema é deslocar em fase do mesmo montante, ambas as funções H_{s1} e H_{s2} , ou seja

$$H_{s1}^* = H_{s1} \cdot \left(\frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \right) = \left[\frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \right] \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2}$$

$$H_{s1}^* = \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \cdot \left[\frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \right] \quad (2.12)$$

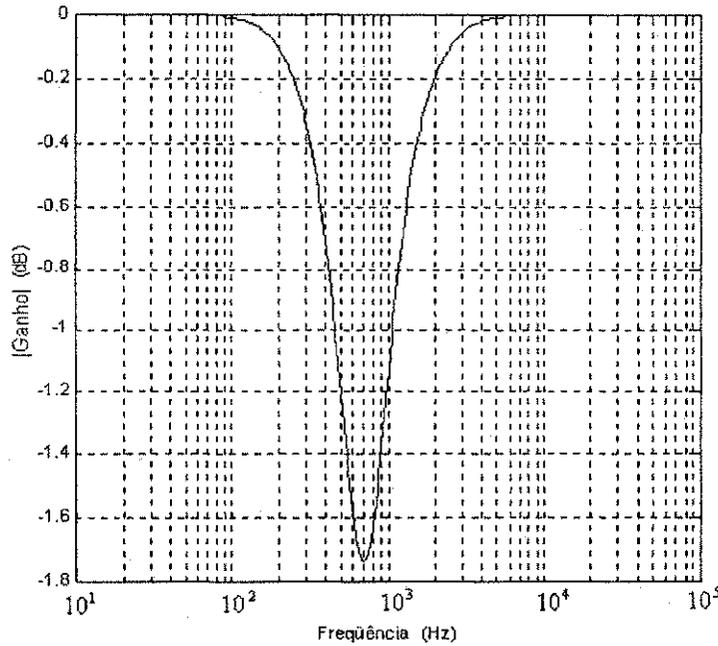


Figura 2.6: A resposta em frequência de H_s sem compensação de fase.

$$H_{s2}^* = H_{s2} \cdot \left(\frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \right) = \left[\frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \right] \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2}$$

$$H_{s2}^* = \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \cdot \left[\frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \right] \quad (2.13)$$

Após esta compensação de fase, a somatória total resulta em

$$H_s^* = H_{s1}^* + H_{s2}^*$$

$$H_s^* = \left[\frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} + \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \right] \cdot \left[\frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \right]$$

$$H_s^* = \frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}bs + b^2}{s^2 + \sqrt{2}bs + b^2} \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \quad (2.14)$$

Tem-se agora uma nova função soma total H_s^* plana em magnitude e com característica de fase (figura 2.7) dada pelo produto de três funções passa todas com frequências de pólo **a**, **b** e **c** ($a = 2\pi 150$ rad/s, $b = 2\pi 700$ rad/s e $c = 2\pi 3300$ rad/s), respectivamente.

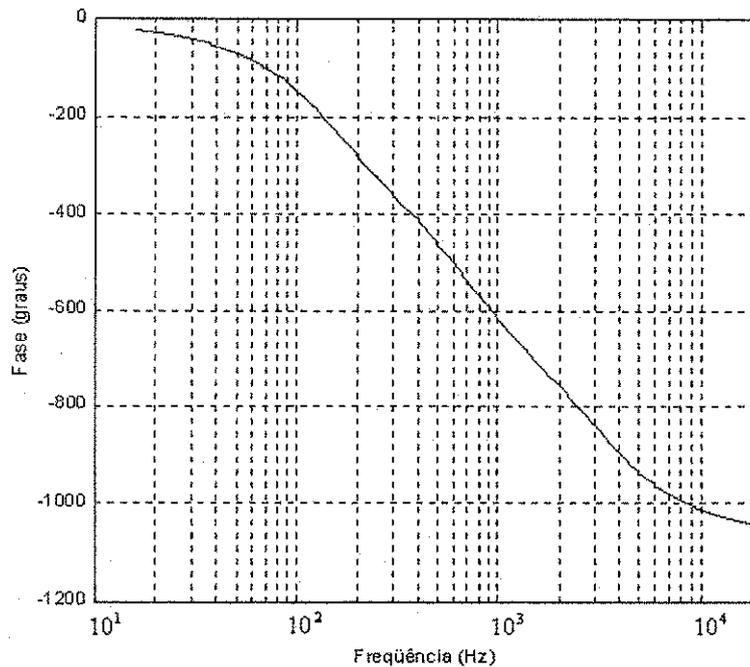


Figura 2.7: Resposta de fase da função H_s^* (equação 2.14).

As operações matemáticas sobre as equação (2.12) e (2.13) fisicamente implicam na inclusão de dois filtros passa todas de 2ª ordem, (com fator de qualidade $Q = \frac{\sqrt{2}}{2}$), em cascata com os filtros H_{PB}^b e H_{PA}^b . Adotando-se as seguintes representações:

$$H_{PT}^a(s) = \frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \quad (2.15)$$

$$e \quad H_{PT}^c(s) = \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \quad (2.16)$$

A rede de separação devidamente alterada é mostrada na figura 2.8.

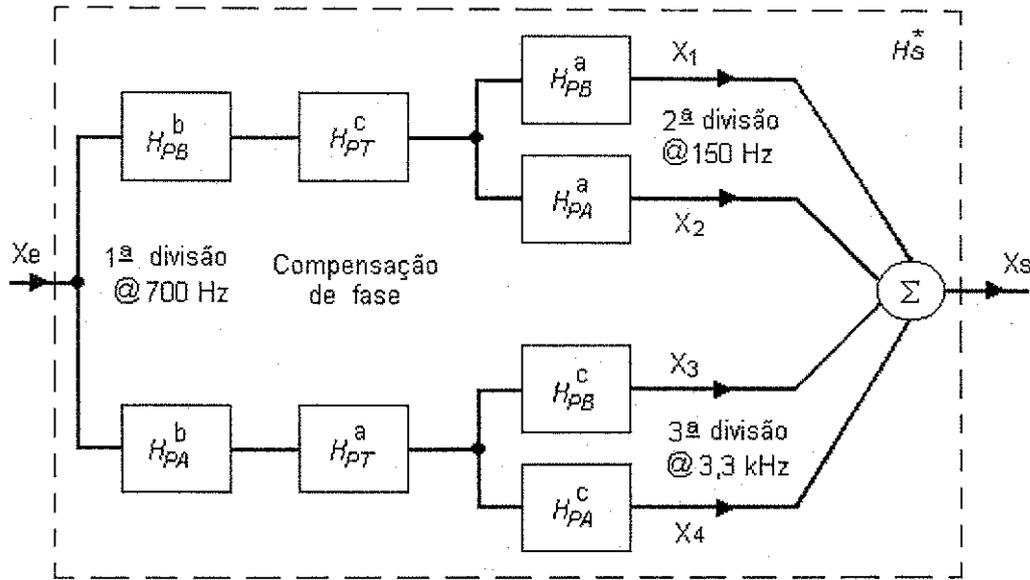


Figura 2.8: Divisão do espectro com a fase compensada.

Tem-se as seguintes funções de transferências para as quatro faixas:

$$H_{F1} = H_{PB}^b \cdot H_{PT}^c \cdot H_{PB}^a$$

$$H_{F1} = \left[\frac{a^4}{(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)^2} \cdot \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \right] \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \quad (2.17)$$

$$H_{F2} = H_{PB}^b \cdot H_{PT}^c \cdot H_{PA}^a$$

$$H_{F2} = \left[\frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}as + a^2)^2} \cdot \frac{b^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \right] \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}cs + c^2}{s^2 + \sqrt{2}cs + c^2} \quad (2.18)$$

$$H_{F3} = H_{PA}^b \cdot H_{PT}^a \cdot H_{PB}^c$$

$$H_{F3} = \left[\frac{c^4}{(s^2 + \sqrt{2}cs + c^2)^2} \cdot \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \right] \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \quad (2.19)$$

$$H_{F4} = H_{PA}^b \cdot H_{PT}^a \cdot H_{PA}^c$$

$$H_{F4} = \left[\frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}cs + c^2)^2} \cdot \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}bs + b^2)^2} \right] \cdot \frac{s^2 - \sqrt{2}as + a^2}{s^2 + \sqrt{2}as + a^2} \quad (2.20)$$

$$H_s^*(s) = H_{F1}(s) + H_{F2}(s) + H_{F3}(s) + H_{F4}(s) \quad (2.21)$$

As respostas de magnitude das funções H_{F1} , H_{F2} , H_{F3} e H_{F4} e da função soma H_s^* são mostradas nas figuras 2.9a e 2.9b, respectivamente. Observa-se que os filtros atendem às especificações do processador multi-banda abordados na seção 2.3. Os filtros não apresentam ondulação na banda passante, e suas taxas de atenuação são de 24 dB/oitava.

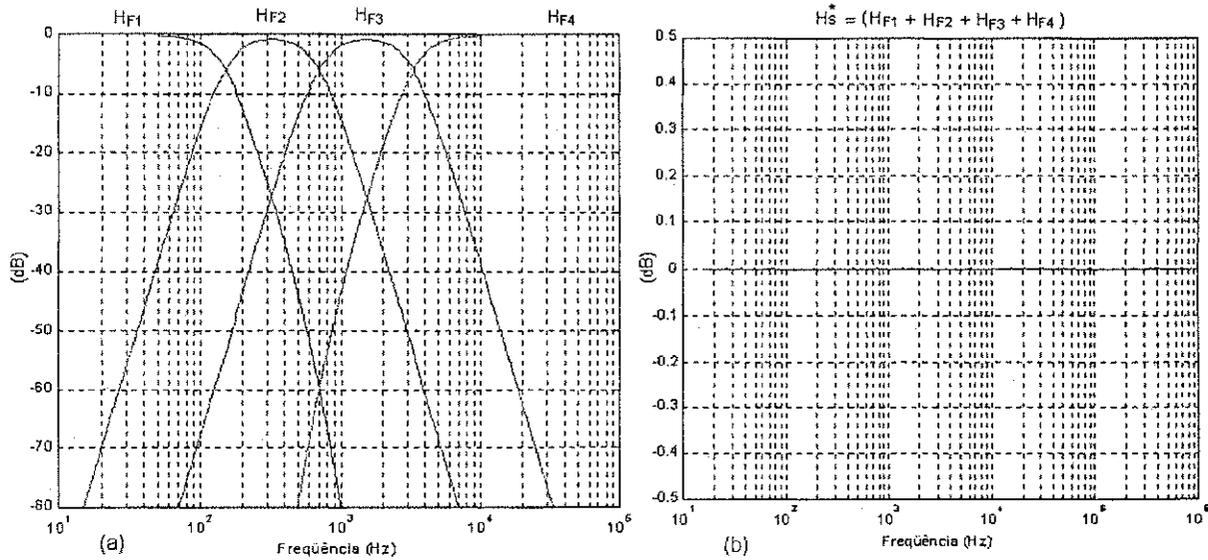


Figura 2.9: (a) Resposta de magnitude das funções H_{F1} , H_{F2} , H_{F3} , e H_{F4} ; (b) resposta de magnitude da função soma H_s^* .

As faixas de H_{F2} e H_{F3} apresentam atenuação em suas frequências centrais de -0,7800 dB e -0,7647 dB, respectivamente, ao invés de 0 dB. Contudo, estas atenuações podem ser compensadas ajustando-se os limiares de compressão (expansão) que precederão estes filtros.

2.7 Comentários

Neste capítulo foi analisada e proposta uma rede de separação espectral de áudio de quatro bandas, a partir dos filtros de Linkwitz-Riley, com característica plana em magnitude. As equações foram dadas de forma genérica, de forma tal que as frequências de cruzamento podem ser variadas de acordo com a aplicação. Um número maior de bandas também pode ser usado aplicando-se o procedimento descrito. A resposta de fase foi testada de maneira subjetiva utilizando-se música instrumental com resultado positivo. Pode-se estender esta investigação utilizando-se regras mais criteriosas, análises matemáticas formais e com outros tipos de programas, como voz por exemplo.

As funções de transferências no espaço s obtidas neste capítulo serão o protótipo analógico para a síntese dos filtros a capacitores chaveados.

CAPÍTULO 3

Os Circuitos a Capacitores Chaveados

Os circuitos a capacitores chaveados podem implementar diferentes funções analógicas, tais como: amplificadores de tensão, conversores A/D, conversores D/A, comparadores de tensão, moduladores, retificadores, detetores de pico, osciladores e filtros. Dentre estes, os filtros têm recebido bastante destaque [19-22][30].

A precisão dos filtros a capacitores chaveados depende em grande parte de estruturas que sejam insensíveis as capacitâncias parasitas inevitavelmente presentes nos diferentes nós destes circuitos. Isto é feito com a utilização de amplificadores operacionais (AOPs) e regras de ligações, gerando-se estruturas topologicamente insensíveis às capacitâncias parasitas [19].

Os filtros a capacitores chaveados podem ser modelados a partir de equações algébricas lineares através da transformada z . Tais sistemas de equações algébricas lineares podem ser realizados a partir do *gráfico de fluxo de sinal*, o que representa uma ferramenta útil para a análise e síntese de filtros a capacitores chaveados. O projeto de tais filtros pode ser baseado em um protótipo em tempo contínuo, de forma semelhante aos filtros digitais IIR (*infinte impulse response*) [21].

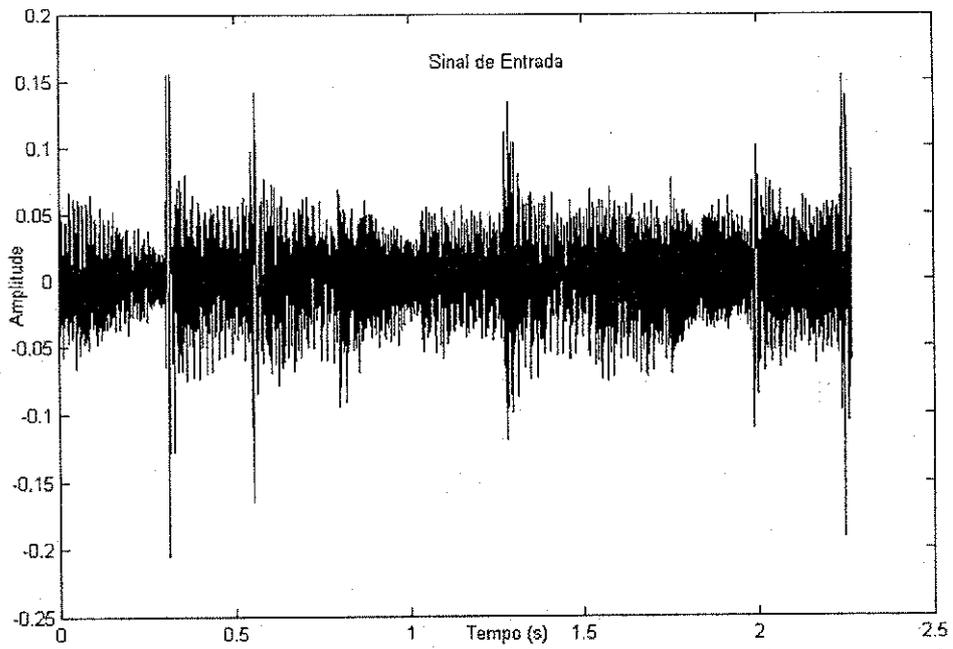


Figura 2.10: Trecho do sinal de áudio de entrada y_e , utilizado no teste de percepção de distorção de fase.

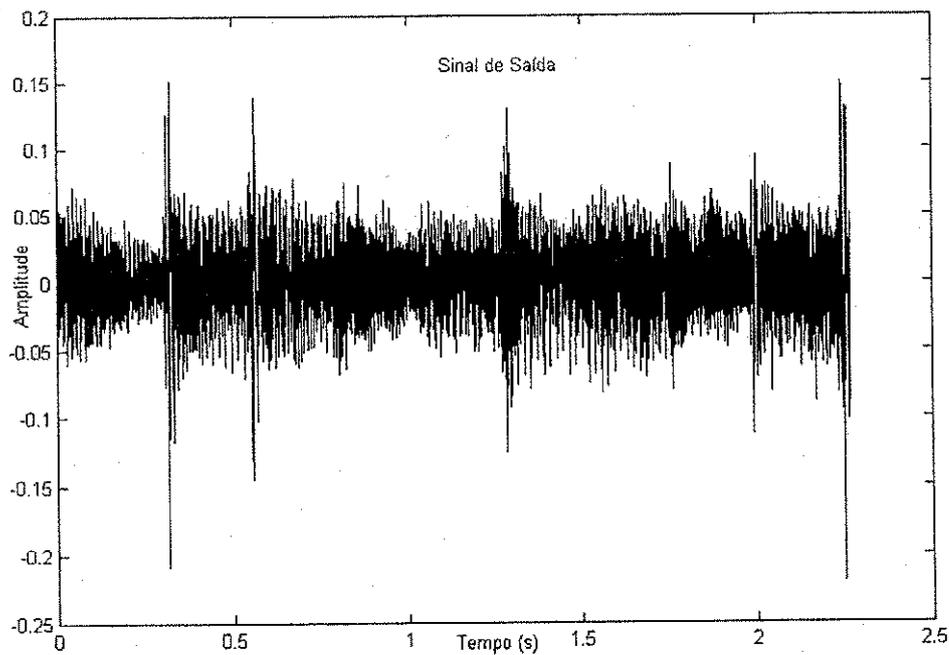


Figura 2.11: Forma de onda de saída do filtro H_s^* , y_s .

2.6 Teste experimental

As características de magnitude da rede proposta atingem os objetivos do processamento citado na seção 2.3. A resposta de fase global é não linear (figura 2.7, equação (2.14)), característica que se desvia das ideais apontadas na seção 2.2. Contudo, pode-se fazer a seguinte pergunta: esta distorção de fase é audível? Muitas pesquisas já foram feitas sobre esta questão [13], com aproximadamente as mesmas conclusões: dado um sistema de fase não linear, com uma curva de fase que varia suavemente com a frequência, os resultados em termos de deterioração da audibilidade são tão pequenos que podem ser desprezados, especialmente em face de todas as demais não linearidades das outras partes do sistema [12].

Sem considerações rigorosas, foi realizado um teste subjetivo no qual simulou-se a distorção causada pela rede proposta em um sinal de áudio. Utilizou-se o programa Matlab 5.0 [32], uma placa de som (Crystal CS4235 – 16 bits PCM, frequência de amostragem de 44,1 kHz), um fone de ouvido (Philips – SBC HP100) e um microcomputador.

Gravou-se 30 segundos de música composta por sons de diversos instrumentos, (contrabaixo, piano, guitarra, bateria, etc.), criando-se um arquivo do tipo *wave* (.wav), chamado de y_E . O sinal y_E é processado pela função H_S^* (equação (2.14)) no ambiente do Matlab, gerando-se um sinal que foi chamado de y_S .

A partir da função *sound* (Matlab - Signal Processing Toolbox), pode-se ouvir os sinais y_S e y_E . Várias pessoas, dentre elas um especialista em áudio, escutaram os dois sinais e não conseguiram distinguí-los.

A figura 2.10 mostra a forma de onda de um trecho de 2,25 segundos do sinal de entrada y_E . Já a figura 2.11 mostra o sinal de saída do filtro H_S^* (equação (2.14)), y_S , correspondente. Nota-se que os sinais não são idênticos, contudo a envoltória do sinal é preservada, algo que pode ser levado em consideração para a explicação do resultado anterior, uma vez que o sistema de audição humana é mais sensível a valores médios do que a picos de amplitude de sinais de áudio [17].

A rotina que implementa o teste descrito encontra-se no apêndice A1.

3.1 Princípio básico

Um capacitor periodicamente chaveado, (apropriadamente disposto), pode executar uma transferência controlada de pacotes de cargas entre dois nós de um circuito. Se a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência do sinal nos nós do circuito, o processo de transferência de carga torna-se quase contínuo. Assim, este capacitor chaveado simula o efeito de um resistor conectado entre os dois nós do circuito (figura 3.1), com valor dado pela equação (3.1), em que F_a ($T_a = \frac{1}{F_a}$), é a frequência do relógio.

$$I \approx \frac{\Delta Q}{T_a} = \Delta Q F_a = F_a C (V_1 - V_2)$$

$$R \approx \frac{V_1 - V_2}{I} = \frac{1}{C F_a} \tag{3.1}$$

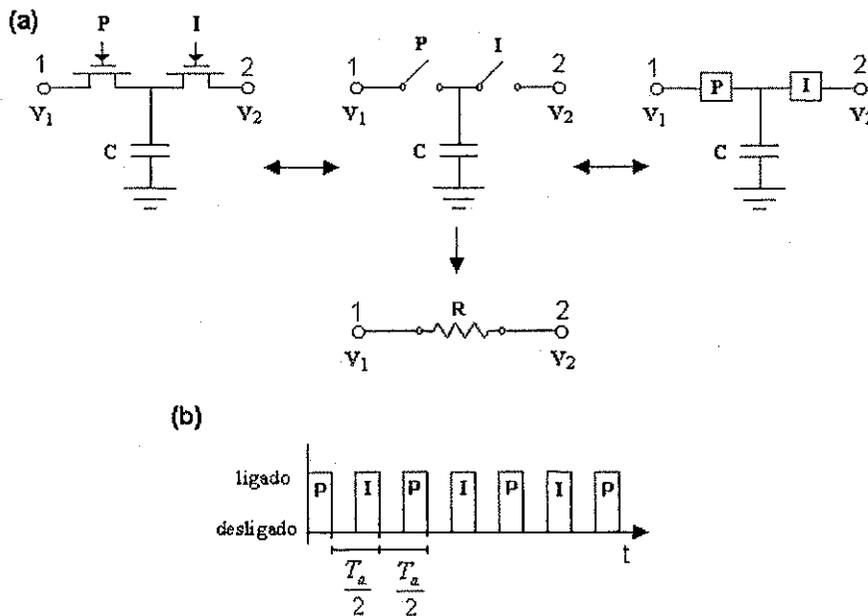


Figura 3.1: Princípio do capacitor chaveado simulando um resistor: a) transferência de cargas entre os pontos 1 e 2 através do capacitor C e das chaves analógicas P e I; b) pulsos de comandos das chaves não sobrepostos e defasados entre si de meio período de relógio T_a .

Um filtro ativo RC pode ser convertido para um filtro a capacitores chaveados através de substituições apropriadas de cada resistor do circuito por um capacitor chaveado. Desta forma, um filtro a capacitores chaveados é composto de amplificadores operacionais (AOPs),

capacitores e chaves analógicas, podendo ser integrado com qualquer tecnologia MOS, sendo a tecnologia CMOS uma das principais escolhas [18]. Contudo, o uso eficiente da técnica dos filtros a capacitores chaveados requer uma análise formal baseada na teoria dos sistemas discretos no tempo a partir da transformada z , e considerações práticas ligadas a tecnologia de integração.

3.2 Característica discreta no tempo

A complexidade dos circuitos a capacitores chaveados está bastante associada ao padrão dos pulsos de comandos (chamados de *fases* de relógio) de suas chaves analógicas. Os filtros a capacitores chaveados requerem para seu funcionamento, no mínimo duas fases de relógio não sobrepostas conforme mostra-se na figura 3.2, em que $n \in \{0, 1, 2, \dots\}$ e T_a o período do relógio:

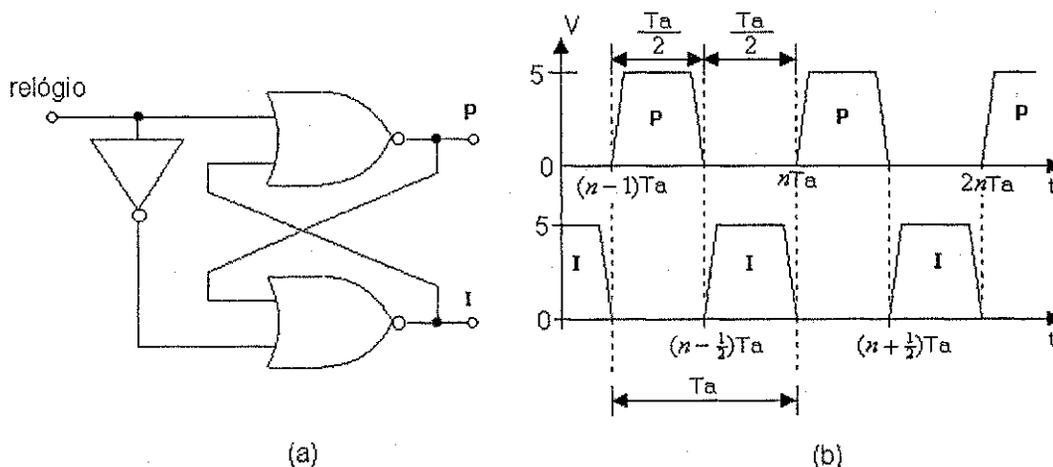


Figura 3.2: (a) Circuito típico de um gerador de duas fases de relógio não sobrepostas [19]; (b) Fases não sobrepostas com atraso entre si de meio período de relógio.

Seja a esquema mostrado na figura 3.3, em que FAA representa um bloco de pré-filtragem (filtro analógico anti-aliasing). Considerando-se uma fase de relógio particular, a topologia de um circuito a capacitores chaveados é invariante e pode ser precisamente modelada por um sistema linear descrito por uma equação a diferenças conforme a equação (3.2), em que s e e são as amostras da saída e da entrada do sistema, respectivamente; a_i e b_i são os coeficientes que ponderam a relação e T_a representa o período de amostragem [19].

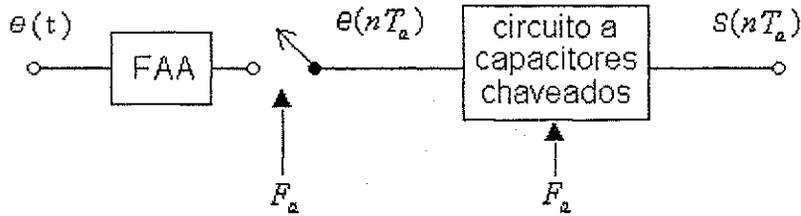


Figura 3.3: Esquema de um sistema a capacitores chaveados.

$$a_0 s(nT_a) + a_1 s[(n-1)T_a] + a_2 s[(n-2)T_a] + \dots = b_0 e(nT_a) + b_1 e[(n-1)T_a] + b_2 e[(n-2)T_a] + \dots$$

$$\sum_{i=0}^N a_i s[(n-i)T_a] = \sum_{i=0}^M b_i e[(n-i)T_a] \quad (3.2)$$

Aplicando-se a transformada z em ambos os lados da equação (3.2), obtêm-se a função de transferência discreta do sistema

$$\frac{S(z)}{E(z)} = H(z) = \frac{b_M z^{-M} + b_{M-1} z^{-(M-1)} + \dots + b_0}{a_N z^{-N} + a_{N-1} z^{-(N-1)} + \dots + a_0} \quad (3.3)$$

A resposta em frequência do sistema, periódica em $F_a = \frac{1}{T_a}$, é obtida através da avaliação da função de transferência sobre o círculo de raio unitário, tomando-se $z = e^{j\omega T_a}$, no plano complexo $z = e^{\lambda + j\omega}$, em que ω representa a frequência no domínio discreto em rad/s [19].

3.3 Análise dos circuitos idealizados a capacitores chaveados e regras de topologia

A análise dos circuitos idealizados a capacitores chaveados [19] é um método de determinação das funções de transferência discretas dos circuitos a capacitores chaveados, em que considera-se os elementos do circuito ideais. As regras de topologia são regras de arrumação de capacitores, chaves e AOPs que tornam os circuitos insensíveis às capacitâncias parasitas presentes nos elementos dos circuitos integrados MOS.

3.3.1 Análise dos circuitos idealizados [19]

Na análise dos circuitos idealizados a capacitores chaveados, as chaves analógicas apresentam resistência nula quando ativadas (nível lógico alto dos pulsos de comando) e resistência infinita quando desligadas (nível lógico baixo). Os amplificadores operacionais são considerados como fontes de tensão controladas por tensão, com ganho de malha aberta infinito. Os capacitores não apresentam perdas. A cada instante de chaveamento, as cargas são instantaneamente redistribuídas em cada nó do circuito. Assim como é escrita uma equação de Kirchhoff (lei dos nós) para uma rede em tempo contínuo, pode-se escrever uma equação para as cargas para cada nó de um circuito a capacitores chaveados [19].

Considerando o padrão de chaveamento mostrado na figura 3.2b, a variação de cargas em cada capacitor do circuito, com referência a uma fase particular, é dada pelo valor da carga deste capacitor no presente instante, menos o valor da carga meio período de relógio anterior. As equações de variações de cargas de um capacitor i , com relação aos instantes nT_a - "fase P" e $(n - \frac{1}{2})T_a$ - "fase I", são dadas pelas equações (3.4) e (3.5), respectivamente:

$$\Delta q_i^P(nT_a) = q_i^P(nT_a) - q_i^I[(n - \frac{1}{2})T_a] \quad (3.4)$$

$$\Delta q_i^I[(n - \frac{1}{2})T_a] = q_i^I[(n - \frac{1}{2})T_a] - q_i^P[(n - 1)T_a] \quad (3.5)$$

As equações a diferenças do circuito a capacitores chaveados, relacionando suas tensões de entrada e saída (ex.: equação (3.2)), são obtidas em três passos: 1) obtêm-se as equações de variações de cargas para todos os capacitores do circuito; 2) a partir destas equações, aplica-se o princípio da conservação das cargas elétricas para os diferentes nós do circuito; 3) combinando-se as equações resultantes, encontra-se a relação das tensões de entrada e saída desejada. Para um melhor entendimento do procedimento, segue um exemplo de análise ideal de um circuito passivo (sem AOP) a capacitores chaveados.

Por exemplo: Seja o circuito passivo mostrado na figura 3.4a, em que os quadrados representam chaves analógicas controladas pelo padrão de chaveamento mostrado na figura 3.4b. O sinal de entrada V_E é amostrado e retido na fase P (instantes nT_a), para a fase I, a ten-

são de entrada V_E é igual a zero (instantes $(n - \frac{1}{2})T_a$). O período de amostragem T_a é omitido nas análises subsequentes.

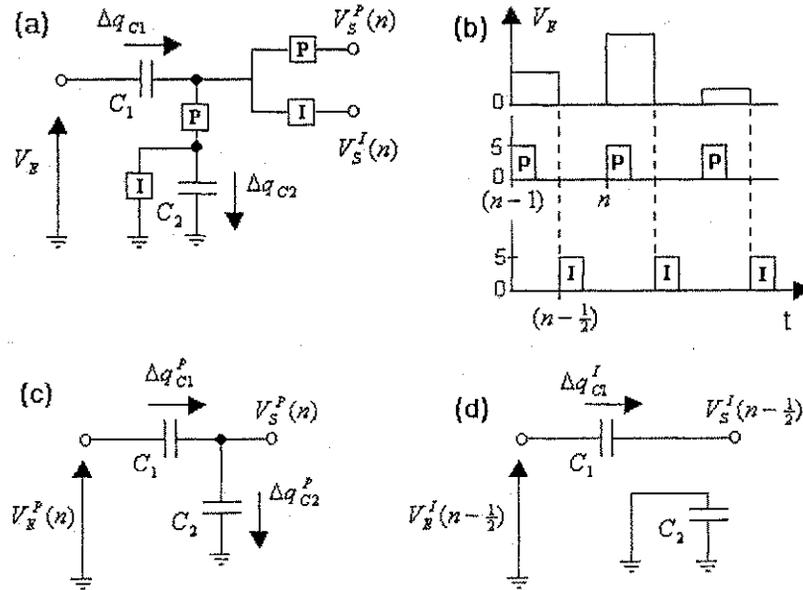


Figura 3.4: Circuito passivo a capacitores chaveados implementando filtros passa baixas e passa altas em fases distintas: (a) circuito; (b) fases de comandos das chaves e tensão de entrada; (c) configuração na fase P; (d) configuração na fase I.

A transferência de cargas e as tensões correspondentes a uma topologia particular são notadas indiferentemente pela letra P ou I.

1) Para a fase P (instantes nT_a):

$$\Delta q_{C1}(n) = C_1 [V_{C1}(n) - V_{C1}(n - \frac{1}{2})]$$

$$\Delta q_{C1}(n) = C_1 \{ [V_E^P(n) - V_S^P(n)] - [0 - V_S^I(n - \frac{1}{2})] \}$$

$$\Delta q_{C2}(n) = C_2 [V_{C2}(n) - V_{C2}(n - \frac{1}{2})] = C_2 [V_S^P(n) - 0]$$

Como $\Delta q_{C1}(n) = \Delta q_{C2}(n)$

$$C_1 \{ [V_E^P(n) - V_S^P(n) + V_S^I(n - \frac{1}{2})] \} = C_2 V_S^P(n) \quad (3.6)$$

2) Para a fase I (instantes $(n - \frac{1}{2})T_a$)

$$\begin{aligned} \Delta q_{C1}(n - \frac{1}{2}) &= C_1 [V_{C1}(n - \frac{1}{2}) - V_{C1}(n - 1)] \\ &= C_1 \{ [0 - V_S^I(n - \frac{1}{2})] - [V_E^P(n - 1) - V_S^P(n - 1)] \} \end{aligned}$$

Como $\Delta q_{C_1}(n - \frac{1}{2}) = 0$

$$V_S^I(n - \frac{1}{2}) = V_S^P(n - 1) - V_E^P(n - 1) \quad (3.7)$$

Combinando-se as equações (3.6) e (3.7), obtêm-se:

$$(C_1 + C_2)V_S^P(n) = C_1V_S^P(n - 1) + C_1V_E^P(n) - C_1V_E^P(n - 1) \quad (3.8)$$

$$(C_1 + C_2)V_S^I(n - \frac{1}{2}) = C_1V_S^I(n - \frac{3}{2}) - C_2V_E^P(n - 1) \quad (3.9)$$

Aplicando-se a transformada z nas equações (3.8) e (3.9), obtêm-se respectivamente:

$$H_1(z) = \frac{V_S^P(z)}{V_E^P(z)} = \frac{C_1}{C_2} \frac{1 - z^{-1}}{1 + \frac{C_1}{C_2}(1 - z^{-1})} \quad \text{e} \quad H_2(z) = \frac{V_S^I(z)}{V_E^P(z)} = \frac{C_1}{C_2} \frac{-z^{-\frac{1}{2}}}{1 + \frac{C_1}{C_2}(1 - z^{-1})}$$

O circuito analisado tem a particularidade de ter a função discreta de um filtro passa altas tomando-se a saída nas fases P, $H_1(z)$, ou um filtro passa baixas tomando-se a saída nas fases I, $H_2(z)$. Para efeito de comparação com circuitos em tempo contínuo, para $\omega T_a \ll 1$, tem-se:

$z^{-1} \cong 1 - j\omega T_a$; ($F_a = \frac{1}{T_a}$), desta forma:

$$H_1(e^{j\omega T_a}) \approx \frac{C_1}{C_2} \frac{j\omega T_a}{1 + j\omega \frac{C_1}{C_2} T_a} \quad \text{e} \quad H_2(e^{j\omega T_a}) \approx \frac{-1}{1 + j\omega \frac{C_1}{C_2} T_a}$$

A frequência de corte é dada por $f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{C_2}{C_1} F_a$; ou seja, proporcional a razão entre dois capacitores e a frequência de amostragem.

3.3.2 Regras de topologia

Os circuitos passivos a capacitores chaveados não são utilizados na prática devido a suas sensibilidades às capacitâncias parasitas (Apêndice B) inevitavelmente presentes nos diferentes nós dos circuitos. A precisão necessária nas filtragens implica em tornar as montagens (topologias) insensíveis às capacitâncias parasitas. Para tal, utilizam-se amplificadores

operacionais e organiza-se as chaves de tal forma que, sob a fase considerada, cada nó da rede fique conectado a um nível de referência de terra real ou virtual, ou a uma fonte de tensão ideal (saída de um AOP ou fonte de tensão independente). Outra condição importante que permite um relaxamento das especificações dinâmicas dos AOPs, além de ser uma regra de topologia, consiste em reter o sinal de entrada durante toda a duração do período T_a . Portanto, para a maioria destes circuitos, a saída durante a fase “não ativa” (fluxo de transferência de carga em direção à entrada inversora do AOP) é deduzida da função de transferência durante a fase “ativa” passado meio período de amostragem ($T_a/2$). O circuito da figura 3.5a satisfaz todas essas condições.

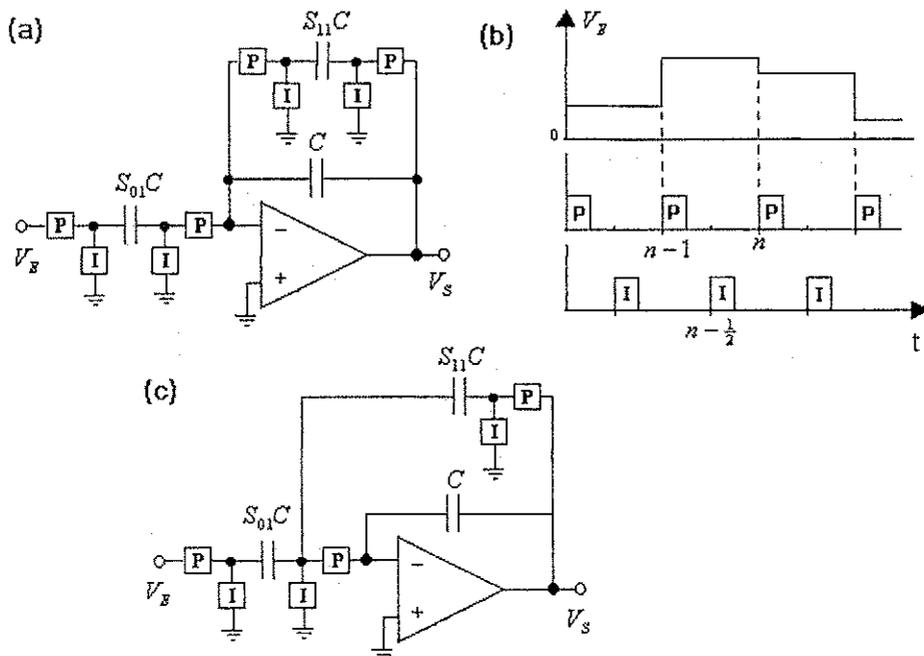


Figura 3.5: (a) Circuito construído segundo as regras de topologia; (b) forma de onda da entrada e fases de comando; (c) circuito equivalente com redução do número de chaves.

As funções de transferência discretas do circuito (figura 3.5a) referenciando-se as fases P e I são dadas, respectivamente por:

$$H_1(z) = \frac{V_S^P(z)}{V_E^P(z)} = \frac{-S_{01}}{-z^{-1} + S_{11} + 1} \quad \text{e} \quad H_1(z) = \frac{V_S^I(z)}{V_E^I(z)} = \frac{-S_{01}z^{\frac{1}{2}}}{-z^{-1} + S_{11} + 1}$$

Os circuitos práticos são simplificados pela eliminação de chaves redundantes, por exemplo o circuito da figura 3.5c equivale ao circuito da figura 3.5a. Nota-se que este circuito continua seguindo as regras de topologia.

3.4 Análise gráfica

A obtenção da função de transferência dos circuitos a capacitores chaveados é simplificada pelo uso de funções de transferência individuais para os integradores e para os braços de acoplamento do circuito. Supõem-se que o circuito segue as regras de topologia descritas no item 3.3.2.

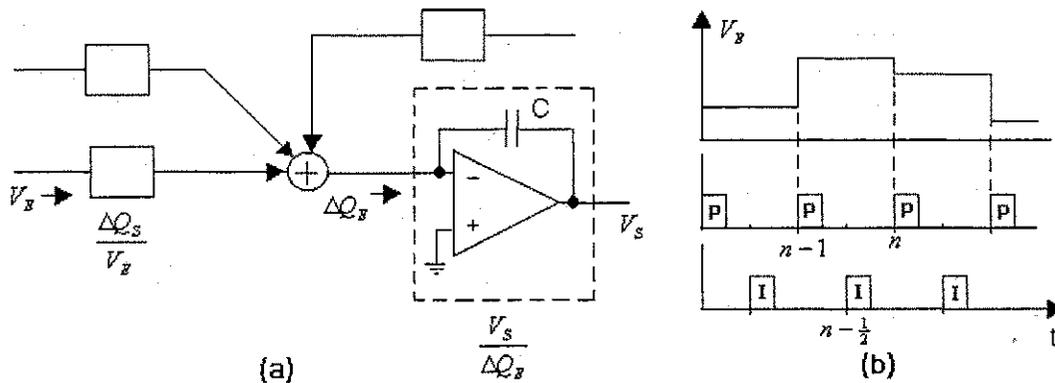


Figura 3.6: (a) Dedução da função de transferência através das relações individuais dos integradores ($F = V_S / \Delta Q_E$), e dos braços ($F = \Delta Q_S / V_E$) do circuito; (b) formas de onda da entrada e fases de comando das chaves.

Seja a representação da figura 3.6, na qual têm-se um integrador (um amplificador e um capacitor de realimentação) e blocos que representam braços de acoplamento do circuito. Para o integrador, a relação de transferência entre a tensão de saída V_S , pela variação da carga de entrada ΔQ_E , na fase P é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta Q_E^P(n) &= C[V_C(n) - V_C(n - \frac{1}{2})] \\ &= C\{[0 - V_S^P(n)] - [0 - V_S^I(n - \frac{1}{2})]\} \\ &= C\{-V_S^P(n) + V_S^I(n - 1)\} \end{aligned}$$

$$\frac{V_S^P(z)}{\Delta Q_E^P(z)} = \frac{-1}{C(1 - z^{-1})} \quad (3.10)$$

Nos braços, dentre as possibilidades de arrumação entre capacitores e chaves, pode-se ter as seguintes configurações mostrados na figura 3.7 (supondo a tensão de entrada amostrada e retida na fase P):

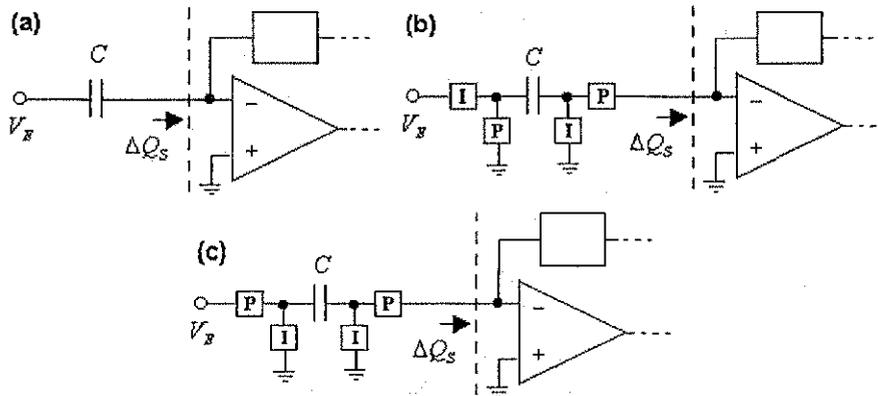


Figura 3.7: Braços típicos em estruturas de capacitores chaveados.

Para estes braços, a relação de transferência entre a variação da carga de saída ΔQ_s , pela tensão de entrada V_E , na fase P é dada por:

Caso A (figura 3.7a):
$$\frac{\Delta Q_s^P(z)}{V_E^P(z)} = C(1 - z^{-1}) \quad (3.11)$$

Caso B (figura 3.7b):
$$\frac{\Delta Q_s^P(z)}{V_E^P(z)} = Cz^{-1} \quad (3.12)$$

Caso C (figura 3.7c):
$$\frac{\Delta Q_s^P(z)}{V_E^P(z)} = C \quad (3.13)$$

A partir destas funções de transferência individuais pose-se analisar e sintetizar diversos tipos de estruturas desempenhando funções de filtragem variadas.

Por exemplo: Seja a estrutura composta por dois integradores na figura 3.8a, cujo padrão de chaveamento obedece ao mostrado na figura 3.6b. O diagrama em blocos do circuito representando o seu gráfico de fluxo de sinal é mostrado na figura 3.8b. Através deste diagrama torna-se fácil a dedução da função de transferência do circuito para a fase P, com saída no 2º integrador:

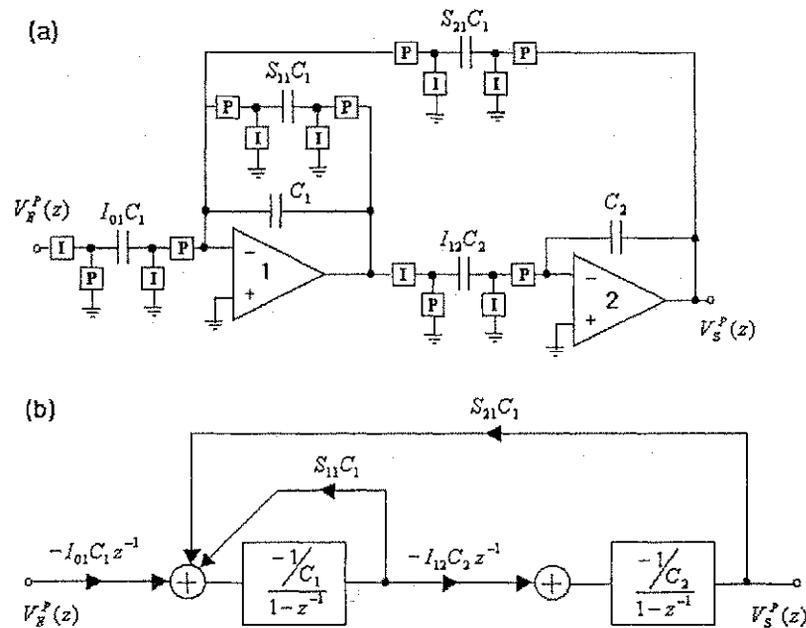


Figura 3.8: Exemplo de análise estrutural através do diagrama em blocos do circuito e o fluxo de sinal: (a) circuito; (b) gráfico de fluxo de sinal.

$$H_2^p(z) = \frac{V_S^p(z)}{V_E^p(z)} = \frac{I_{12}I_{01}z^{-2}}{z^{-2} + (I_{12}S_{21} - S_{11} - 2)z^{-1} + (1 + S_{11})} \quad (3.14)$$

3.4.1 Simplificação notável

Em muitos circuitos ocorre a associação paralela de dois braços, conforme mostra a figura 3.9a [19][20]. A tensão de entrada $V_1^p(n)$ no ponto 1 é amostrada e retida nas fases P, no ponto 2 encontra-se uma referência de terra virtual. A figura 3.9b mostra o gráfico de fluxo de sinal equivalente.

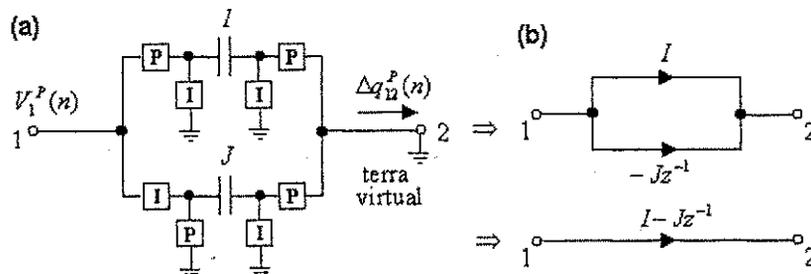


Figura 3.9: a) Associação em paralelo de dois capacitores chaveados I e J; b) gráfico de fluxo de sinal equivalente.

Os valores dos capacitores chaveados I e J podem ser $I = J$, $I > J$ ou $I < J$; de acordo com essas possibilidades, pode-se reduzir o número de chaves a partir de associações equivalentes conforme mostra a figura 3.10. Observa-se que todos estes braços equivalentes conservam a relação de transferência de carga entre os pontos 1 e 2, $(I - Jz^{-1})$.

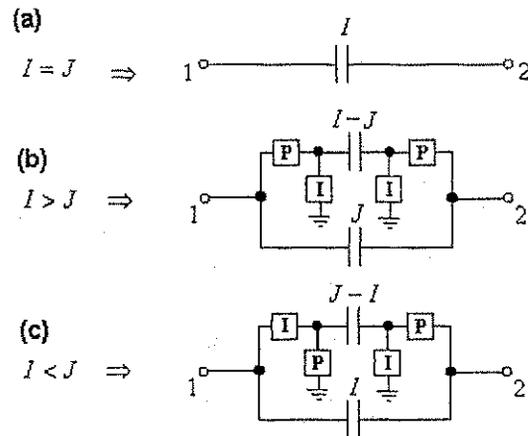


Figura 3.10: Associações em paralelo equivalentes a associação da figura 3.9a; a) para $I = J$; b) para $I > J$; c) para $I < J$.

3.5 Projeto de filtros analógicos amostrados

O projeto de um filtro analógico amostrado inicia-se com as especificações das características em frequência desejadas no domínio s (tempo contínuo), obtendo-se desta forma o chamado *gabarito do filtro*. A figura 3.11 ilustra o gabarito de um filtro passa baixas, em que: A_{\max} é a atenuação máxima permitida na banda de passagem; A_{\min} é a atenuação mínima requerida na banda de rejeição; f_p e f_R são as frequências de bordas nas bandas de passagem e de rejeição, respectivamente.

A partir deste gabarito determina-se, conforme o caso, (analiticamente, com o auxílio de tabelas ou através de programas computacionais), a função de transferência do filtro no espaço s [20]. As soluções analíticas mais usuais são as aproximações matemáticas clássicas de Butterworth, Chebyshev, Bessel e Cauer [23].

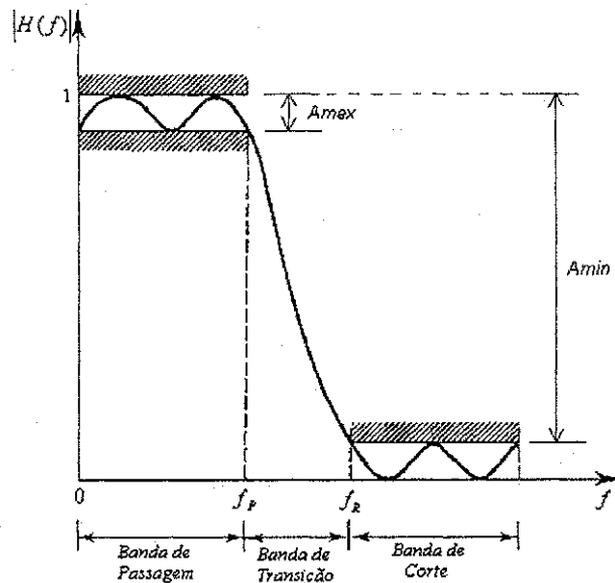


Figura 3.11: Exemplo de especificações em frequência desejadas de um filtro passa baixas.

O passo seguinte é o mapeamento desta função do espaço s para o espaço z (tempo discreto), através de algum método de discretização, tais como os de invariância ao impulso, ao degrau, etc.; ou algébricos: integração de Euler regressiva (BEI – *backward Euler integration*), integração de Euler direta (FEI – *forward Euler integration*), transformação bilinear ou LDI (*lossless discrete integration*) [20]. A seguir discute-se alguns aspectos da transformação bilinear, que é o método de discretização utilizado nesta dissertação.

3.5.1 Transformação Bilinear

A transformação bilinear (ou trapezoidal) é definida pela seguinte relação entre a variável complexa s (tempo contínuo) e a variável complexa z (tempo discreto) [19-21]:

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (3.15)$$

Tomando-se $s = j\omega_a$ e $z = e^{j\omega T}$, (ω_a – frequência no domínio do tempo contínuo, ω – frequência no domínio do tempo discreto), e substituindo-se s e z na equação (3.15), tem-se:

$$\omega_a = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad (3.16)$$

ou inversamente:

$$\omega = \frac{2}{T} \tan^{-1} \left(\frac{\omega_a T}{2} \right) \quad (3.17)$$

A equação (3.16) mostra a relação não linear entre a frequência no domínio discreto, ω e a frequência no domínio contínuo, ω_a . Esta equação é utilizada no processo chamado de pré-distorção (*prewarping*), em que as especificações do protótipo analógico em tempo contínuo (f_P - frequência de borda da banda de passagem; f_R - frequência de borda da banda de rejeição) são alteradas em função das especificações desejadas para o filtro discreto. A pré-distorção garante que a resposta em frequência do filtro discreto apresentará as frequências f_P e f_R , casadas com as especificações no gabarito do filtro (figura 3.11). É comum o uso de uma variável auxiliar de frequência na representação dos filtros discretizados, de maneira a simplificar as expressões dos filtros:

$$\sigma = \frac{\omega_a T}{2} = \tan \left(\frac{\omega T}{2} \right) \quad (3.18)$$

Seja uma função de transferência contínua $H_a(j\omega_a)$ com banda passante e banda de rejeição planas, através da transformação bilinear, a função equivalente $H(e^{j\omega T})$, também será plana nestas regiões. Além disso, $H(e^{j\omega T})$ exibirá as mesmas ondulações que $H_a(j\omega_a)$ nestas regiões (se houver) [21]. Estas características foram fundamentais para a escolha deste método nesta dissertação, levando-se em consideração as particularidades envolvidas no problema que foi discutido no capítulo 2.

3.5.2 Discretização das funções de transferência da rede proposta

A rede proposta na seção 2.5 (figura 2.8) é composta por funções de Linkwitz-Riley de 4ª ordem e funções passa todas de 2ª ordem. Na seção 2.4 foi visto que as funções de Linkwitz-Riley são formadas pelo produto de dois filtros de Butterworth idênticos (equações (2.6) e (2.7)). O método de realização de funções de transferência com ordens superiores a 2, utilizando blocos de 2ª e ordem em cascata, que é usado no capítulo 5, necessita da discretização apenas dos fatores biquadráticos das funções de transferência dos filtros.

1) Biquads passa baixas e passa altas

Sejam as funções de Butterworth de 2ª ordem passa baixas e passa altas, com ganho unitário e frequência de pólo ω_a , dadas pelas equações (3.19) e (3.20), respectivamente. Aplicando-se a relação bilinear $s - z$, (equação (3.15)), obtêm-se os filtros discretos equivalentes dados pelas equações (3.21) e (3.22), respectivamente. Os detalhes desta transformação encontram-se no apêndice C1. A frequência ω_a é a frequência de pólo pré-distorcida e T é o período de relógio.

$$H_{PB}(s) = \frac{\omega_a^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_a s + \omega_a^2} \quad (3.19)$$

$$H_{PA}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_a s + \omega_a^2} \quad (3.20)$$

$$H_{PB}(z) = \frac{\sigma^2}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \cdot \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - \frac{2(1-\sigma^2)}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} z^{-1} + \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1}} \quad (3.21)$$

$$H_{PA}(z) = \frac{1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \cdot \frac{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - \frac{2(1-\sigma^2)}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} z^{-1} + \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1}} \quad (3.22)$$

As frequências discretas de cruzamento desejadas são $a = 2\pi 150$, $b = 2\pi 700$ e $c = 2\pi 3300$. O período de relógio escolhido foi $T = (1/60000) \cong 1,6667 \times 10^{-5}$ s, (a escolha do valor do período de relógio é explicada no apêndice D). A partir da equação (3.16) obtêm-se as frequências pré-distorcidas: $a' = 2\pi(150,00308)$, $b' = 2\pi(700,31362)$ e $c' = 2\pi(3333,23810)$. Com estes valores de frequências e o período de relógio escolhido calcula-se as funções biquadráticas discretas passa baixas e passa altas a partir das equações (3.21) e (3.22):

$$H_{PB}^a(z) = 6,2377 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,0222z^{-1} + 1,0225} \quad (3.23)$$

$$H_{PA}^a(z) = 1,0112 \cdot \frac{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,0222z^{-1} + 1,0225} \quad (3.24)$$

$$H_{PB}^b(z) = 0,0014 \cdot \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,1036z^{-1} + 1,1092} \quad (3.25)$$

$$H_{PA}^b(z) = 1,0532 \cdot \frac{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,1036z^{-1} + 1,1092} \quad (3.26)$$

$$H_{PB}^c(z) = 0,0389 \cdot \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,4745z^{-1} + 1,6299} \quad (3.27)$$

$$H_{PA}^c(z) = 1,2761 \cdot \frac{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,4745z^{-1} + 1,6299} \quad (3.28)$$

2) Biquads passa todas

Seja a função passa todas de 2ª ordem, com ganho unitário, fator de qualidade $Q = \frac{\sqrt{2}}{2}$ e frequência de pólo pré-distorcida ω_a , dada pela equação (3.29). A função discreta equivalente através da transformação bilinear é dada pela equação (3.30). Os detalhes desta transformação encontram-se no apêndice C1.

$$H_{PT}(s) = \frac{s^2 - \sqrt{2}\omega_a s + \omega_a^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_a s + \omega_a^2} \quad (3.29)$$

$$H_{PT}(z) = \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \cdot \frac{z^{-2} - \frac{2(1-\sigma^2)}{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1} z^{-1} + \frac{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}}{z^{-2} - \frac{2(1-\sigma^2)}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} z^{-1} + \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1}} \quad (3.30)$$

As frequências de compensação de fase pré-distorcidas são $a' = 2\pi(150,00308)$ e $c' = 2\pi(3333,23810)$. Tomando-se $T = (1/60000) \cong 1,6667 \times 10^{-5}$, as funções passa todas discretas são dadas pelas equações (3.31) e (3.32).

$$H_{PT}^a(z) = 1,0225 \cdot \frac{z^{-2} - 1,9778z^{-1} + 0,9780}{z^{-2} - 2,0222z^{-1} + 1,0225} \quad (3.31)$$

$$H_{PT}^c(z) = 1,6299 \cdot \frac{z^{-2} - 1,5181z^{-1} + 0,6135}{z^{-2} - 2,4745z^{-1} + 1,6299} \quad (3.32)$$

3.6 Comentários

Neste capítulo apresentou-se um método de análise ideal dos circuitos a capacitores chaveados, este método será usado (apêndice C) para a obtenção das funções de transferência de blocos funcionais utilizados na rede de filtragem a capacitores chaveados proposta. Os circuitos construídos a partir das regras de topologias não são afetados pelas capacitâncias parasitas, inevitavelmente presentes nos diferentes nós dos circuitos a capacitores chaveados. Estas regras tornaram-se padrão em circuitos práticos.

Circuitos que seguem as regras de topologias apresentadas podem ser analisados através do gráfico de fluxo de sinal. Desta forma, circuitos extensos têm suas funções de transferência facilmente deduzidas.

Apresentou-se um método de projeto de filtros analógicos amostrados, a partir de um protótipo em tempo contínuo. Obteve-se as função biquadráticas discretas dos filtros que compõem a rede de filtragem analógica proposta, a partir da transformação bilinear. No próximo capítulo apresenta-se formas de síntese destas funções usando-se as técnicas de filtros a capacitores chaveados.

CAPÍTULO 4

Síntese de Funções de Transferência de Ordem Superior a Dois

Neste capítulo apresenta-se blocos de síntese de primeira e segunda ordens, comumente utilizados na concepção dos filtros a capacitores chaveados. Em especial destaca-se o *biquad* genérico de Fleischer-Laker, capaz de sintetizar qualquer função de filtragem discreta de 2ª ordem.

Uma variação do *biquad* genérico de Fleischer-Laker é o *biquad* tipo F, que possui baixa sensibilidade dos parâmetros do filtro com a variação nos valores nominais dos capacitores, e pode ser projetado com pequeno espalhamento nos valores dos capacitores. Este foi o *biquad* escolhido para a realização de diversos blocos da rede de filtragem apresentada no capítulo 5.

São realizadas considerações sobre duas realizações usuais de filtros a capacitores chaveados de ordens superiores a dois: a realização em *cascata* e a realização em *escada* (*ladder type*).

Outras considerações importantes no projeto dos filtros a capacitores chaveados são a otimização da faixa dinâmica do circuito e a redução do espalhamento nos valores dos capacitores, fatores que melhoram consideravelmente o desempenho do filtro [19-21].

4.1 Síntese de funções de transferências de 1ª ordem

Alguns circuitos a capacitores chaveados de 1ª ordem tornaram-se blocos básicos de síntese para várias estruturas de filtragem. Dentre eles, destacam-se os integradores de Martin-Sedra [24], insensíveis às capacitâncias parasitas e os integradores de Huang Qiuting [25], com baixo espalhamento nos valores dos capacitores. Estes integradores são utilizados na rede de filtragem a capacitores chaveados proposta no capítulo 5.

4.1.1 Integradores com entrada e saída simples

Os métodos clássicos de síntese de filtros a capacitores chaveados baseiam-se em técnicas da teoria dos filtros ativos RC, que utilizam integradores como blocos básicos de construção [26]. Na figura 4.1 são mostrados dois integradores a capacitores chaveados típicos [24]: um inversor (figura 4.1c, *BEDI* – *backward Euler discrete integrator*), outro não inversor (figura 4.1d, *FEDI* – *forward Euler discrete integrator*), que equivalem ao integrador de Miller em tempo contínuo (figura 4.1a). As funções de transferência, conforme o padrão de chaveamento da figura 4.1b, são dadas pelas equações (4.1) e (4.2), respectivamente.

$$H(z) = \frac{V_S^P(z)}{V_E^P(z)} = -\left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (4.1)$$

$$H(z) = \frac{V_S^P(z)}{V_E^P(z)} = \left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (4.2)$$

A operação dos integradores *BEDI* e *FEDI* na figura 4.1 não é afetada pelas capacitâncias parasitas inevitavelmente presentes nas chaves e nos capacitores MOS [Apêndice B]. Esta insensibilidade às capacitâncias parasitas é crucial para a viabilidade prática destes circuitos; pode-se projetar circuitos com capacitâncias C_1 e C_2 pequenas, mesmo assim obtêm-se uma boa precisão na resposta em frequência do filtro, pois suas constantes de tempo são dependentes de dois fatores: da frequência de relógio digital

implemento com cristal de quartzo e da razão entre capacitores. A integração MOS pode obter razão entre capacitores com precisão de até 0,1% [22]; isto é outro motivo pelo qual os filtros a capacitores chaveados idealmente são apropriados para a implementação em circuito integrado.

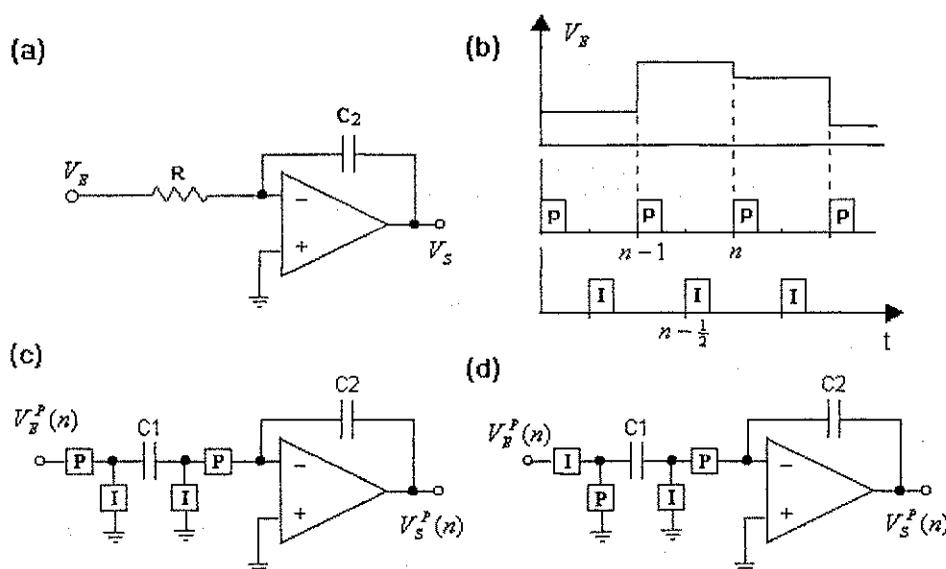


Figura 4.1: Integradores básicos de síntese: a) integrador de Miller; b) fases de comando das chaves e tensão de entrada; c) integrador BEDF; e) integrador FEDF.

4.1.2 Integradores de Qiuting

Nos projetos em que necessita-se desenvolver filtros a capacitores chaveados com um valor do fator de qualidade de pólo Q elevado, ou necessita-se empregar uma alta frequência de amostragem, o espalhamento nos valores dos capacitores, que é a razão entre o maior e o menor valor de capacitor, torna-se muito alto, chegando-se a valores impraticáveis para circuitos integrados. Entre várias estratégias apresentadas para reduzir este espalhamento, Qiuting [25] propôs um par de integradores (figura 4.2) insensíveis às capacitâncias parasitas, que reduz o espalhamento na ordem da raiz quadrada do que ocorreria em um integrador padrão.

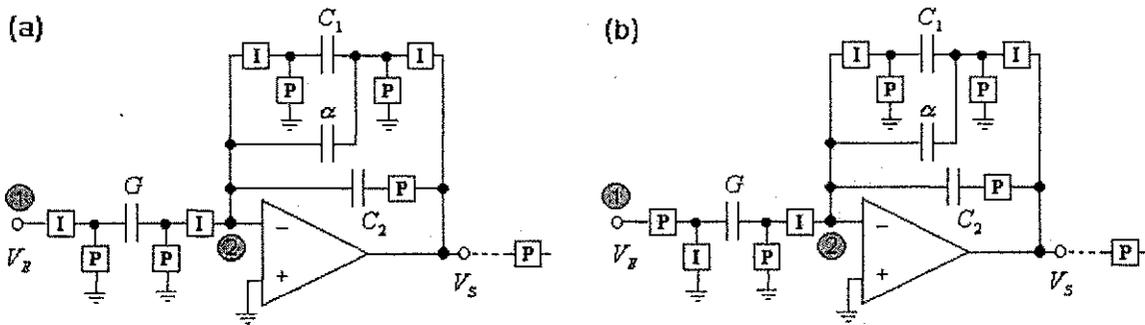


Figura 4.2: Integradores de Qiuting: a) inversor; b) não inversor.

Admitindo-se o padrão de chaveamento e a tensão de entrada mostrados na figura 4.1b, a função de transferência do circuito da figura 4.2a, com referência a fase P, é dada por:

$$H(z) = \frac{V_S^P(z)}{V_E^P(z)} = - \left(\frac{G\alpha}{C_1 C_2} \right) \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (4.3)$$

Com $C_I = C_1 + \alpha$.

Para o circuito da figura 4.2b, sua função de transferência é dada pela equação (4.4) A dedução passo a passo desta função de transferência discreta é apresentada no apêndice C2.

$$H(z) = \frac{V_S^P(z)}{V_E^P(z)} = \left(\frac{G\alpha}{C_1 C_2} \right) \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.4)$$

Comparando-se estas equações com as equações (4.1) e (4.2), nota-se que os integradores de Qiuting podem realizar constantes de tempo muito grandes, combinando o produto das razões (G / C_1) e (α / C_2) , ao invés de uma simples razão de capacitâncias. Tomando-se $(G / C_1) = (\alpha / C_2)$, o espalhamento nos valores dos capacitores aumentará somente com a raiz quadrada da constante de tempo a ser realizada [25]. A capacitância total do circuito pode então ser reduzida substancialmente. Estes circuitos podem também ser usados com vantagem nos casos em que a frequência de relógio utilizada é relativamente elevada considerando-se as especificações do processamento de sinal utilizadas (ex.: $F_a = 100f_c$, em que F_a - frequência de amostragem e f_c - frequência de corte de um filtro passa baixas a capacitores chaveados). Demonstra-se em [21] que os

espalhamento das capacitâncias de um integrador a capacitores chaveados é diretamente proporcional a frequência de relógio do circuito.

4.1.3 Função de transferência genérica de 1ª ordem

Uma equação a diferenças genérica de 1ª ordem em tempo discreto estabelece uma correspondência entre a seqüência de entrada $e(n)$ e a seqüência de saída $s(n)$ de um sistema linear, tal que [19]:

$$s(n) = \frac{1}{\varepsilon} s(n-1) + G \frac{\beta}{\varepsilon} e(n-1) + G \frac{\gamma}{\varepsilon} e(n)$$

Aplicando-se a transformada z em ambos os lados, tem-se:

$$H(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = G \frac{\beta z^{-1} + \gamma}{-z^{-1} + \varepsilon} \quad (4.5)$$

Estabilidade: A estabilidade do sistema de 1ª ordem é assegurada para valores de $|\varepsilon| > 1$, correspondendo a uma raiz z_1 da função $D(z) = -z^{-1} + \varepsilon$ no interior do círculo de raio unitário.

Tipos de filtros: Atribuindo-se adequadamente valores aos parâmetros β e γ no numerador da equação (4.5), obtêm-se os seguintes tipos de filtros apresentadas na tabela 4.1:

Função	Forma genérica	Numerador
Passa baixas	PB 10	$G_1(z^{-1} + 1)$
Passa baixas	PB 00	G_1
Passa baixas	PB 01	$G_1 z^{-1}$
Passa altas	PA 00	$G_2(1 - z^{-1})$
Passa todas	PT 00	$G_3(z^{-1} - 1/\varepsilon)$

Tabela 4.1: Funções de filtragem de 1ª ordem.

Um circuito a capacitores chaveados capaz de realizar 4 variações da função de transferência da equação (4.5) é mostrada na figura 4.3.

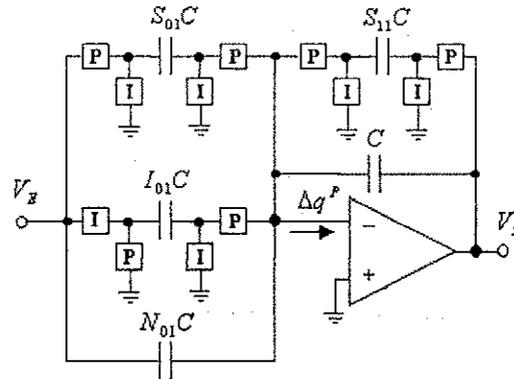


Figura 4.3: Célula genérica de 1ª ordem capaz de realizar 4 variações da equação (4.5).

Através do gráfico de fluxo de sinal (capítulo 3, seção 3.3.1) pode-se rapidamente chegar a função de transferência do circuito:

$$H(z) = \frac{V_s^P(z)}{V_E^P(z)} = \frac{-S_{01} + I_{01}z^{-1} + N_{01}(1 - z^{-1})}{-z^{-1} + S_{11} + 1} \quad (4.6)$$

O circuito permite a realização dos seguintes tipos de filtros, conforme a tabela 4.2:

Síntese do denominador: $S_{11} = \varepsilon - 1$		
Forma genérica	Numerador	Razão dos capacitores
PB 01	$G_1 z^{-1}$	$S_{01} = N_{01} = 0; I_{01} = G_1$
PB 00	G_1	$I_{01} = N_{01} = 0; S_{01} = -G_1$
PA 00	$G_2(1 - z^{-1})$	$I_{01} = S_{01} = 0; N_{01} = -G_2$
PT 00	$G_3(z^{-1} - 1/\varepsilon)$	$N_{01} = 0; I_{01} = G_3; S_{01} = G_3/\varepsilon$

Tabela 4.2: Funções de filtragem realizáveis pelo circuito da figura 4.3.

4.2 Síntese de funções de transferências de 2ª ordem

Vários circuitos biquadráticos a capacitores chaveados já foram propostos tendo como modelos filtros ativos RC em tempo contínuo [20]. Algumas destas topologias desempenham funções de filtragem específicas (passa baixas, passa banda, etc.), outras são capazes de implementar vários tipos de filtros discretos de 2ª ordem [20]. Um circuito biquadrático bastante conhecido é o *biquad* de Fleischer-Laker [19][20], insensível às capacitâncias parasitas e teoricamente capaz de implementar qualquer função de filtragem de 2ª ordem, inclusive funções de ordens superiores a dois, através da realização em cascata.

4.2.1 Função de transferência genérica de 2ª ordem

Uma equação a diferenças genérica de 2ª ordem em tempo discreto estabelece uma correspondência entre a seqüência de entrada $e(n)$ e a seqüência de saída $s(n)$ de um sistema linear, tal que [19]:

$$s(n) = -\frac{1}{\varepsilon} s(n-2) - \frac{\eta}{\varepsilon} s(n-1) + G \left\{ \frac{\alpha}{\varepsilon} e(n-2) + \frac{\beta}{\varepsilon} e(n-1) + \frac{\gamma}{\varepsilon} e(n) \right\}$$

Aplicando-se a transformada z em ambos os lados, tem-se:

$$H(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = G \frac{\alpha z^{-2} + \beta z^{-1} + \gamma}{z^{-2} + \eta z^{-1} + \varepsilon} \quad (4.7)$$

Os coeficientes do numerador (α , β e γ) determinam a forma genérica das diferentes funções particulares realizáveis (passa baixas, passa altas, etc.); ao tempo que no denominador, os parâmetros η e ε caracterizam a estabilidade e a seletividade da forma biquadrática [19].

Estabilidade: A estabilidade do sistema de 2ª ordem é assegurada se o denominador $D(z) = \varepsilon z^2 + \eta z + 1$ é um polinômio estável (raízes $z_{1,2}$ no interior do círculo de raio unitário). A partir da expressão das raízes, obtêm-se:

$$z_{1,2} = \frac{-\eta \pm \sqrt{\eta^2 - 4\varepsilon}}{2\varepsilon}; \quad |z_{1,2}| < 1$$

Caso (1) : Pólos complexos conjugados, $\eta^2 - 4\varepsilon < 0 \Rightarrow \varepsilon > 1$

Caso (2) : Pólos reais, $\eta^2 - 4\varepsilon \geq 0$

- Para $\varepsilon > 0$: $\varepsilon + \eta + 1 > 0$; $\varepsilon - \eta + 1 > 0$; $1 - \varepsilon < 0$
- Para $\varepsilon < 0$: $-\varepsilon - \eta - 1 > 0$; $-\varepsilon + \eta - 1 > 0$; $-1 + \varepsilon < 0$

A região de interseção destas inequações determinam os valores de η e ε que tornam a função biquadrática estável [19].

Tipos de filtros: Atribuindo-se adequadamente valores aos parâmetros α , β e γ no numerador, obtêm-se as seguintes tipos de filtros apresentados na tabela 4.3:

Função	Forma genérica	Numerador
Passa baixas	PB 20	$G_1(z^{-2} + 2z^{-1} + 1)$
Passa baixas	PB 00	G_1
Passa baixas	PB 01	$G_1 z^{-1}$
Passa baixas	PB 02	$G_1 z^{-2}$
Passa banda	PBD 10	$G_2(1 - z^{-2})$
Passa banda	PBD 00	$G_2(1 - z^{-1})$
Passa banda	PBD 01	$G_2 z^{-1}(1 - z^{-1})$
Passa altas	PA 00	$G_3(z^{-2} - 2z^{-1} + 1)$
Rejeita banda	RBD 00	$G_4(z^{-2} + \beta z^{-1} + 1)$
Passa todas	PT 00	$G_5 \left(z^{-2} + \frac{\eta}{\varepsilon} z^{-1} + \frac{1}{\varepsilon} \right)$

Tabela 4.3: Funções de filtragem biquadráticas.

4.2.2 Biquad de Fleischer-Laker: genérico e do tipo F

A estrutura do *biquad* de Fleischer-Laker é formada por uma malha de dois integradores, um BEDI e outro FEDI, e braços típicos (figura 3.7) de alimentação direta e realimentação. A figura 4.4 mostra o *biquad* de Fleischer-Laker genérico, capaz de realizar qualquer função de filtragem discreta de 2ª ordem [19][20].

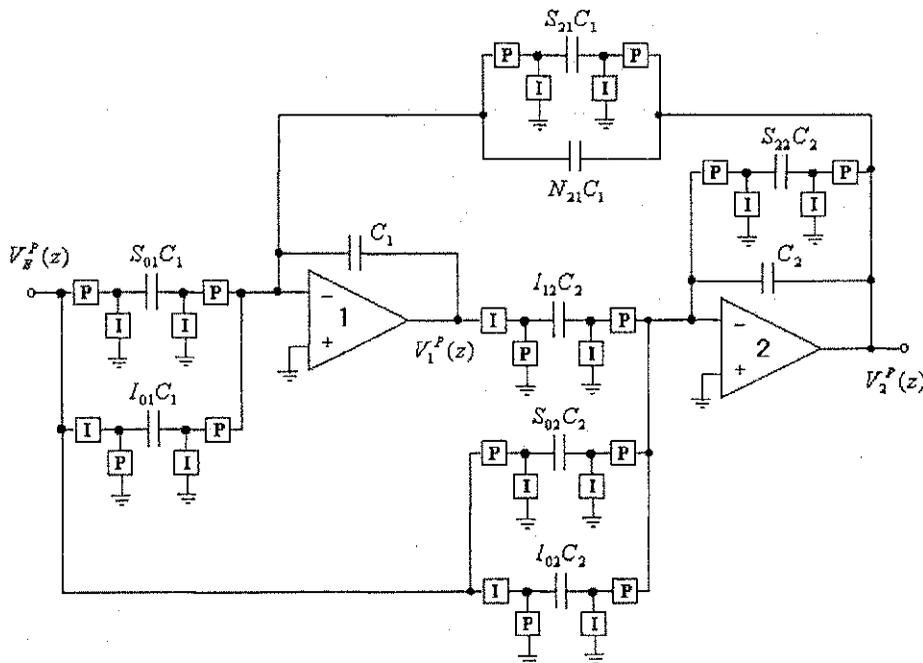


Figura 4.4: Biquad genérico de Fleischer-Laker [20].

Na figura 4.5 é apresentado o gráfico de fluxo de sinal do biquad genérico, a partir do qual deriva-se a função de transferência com saída no 2º AOP, dada pela equação (4.8).

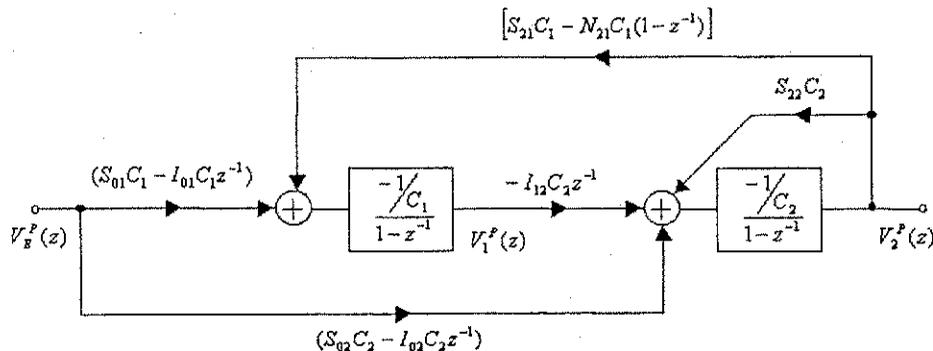


Figura 4.5: Gráfico de fluxo de sinal do biquad genérico de Fleischer-Laker [20].

$$H_2(z) = \frac{V_2^P(z)}{V_E^P(z)} = - \frac{\frac{(I_{02} - I_{12}I_{01})}{(1 - I_{12}N_{21})} z^{-2} + \frac{(I_{12}S_{01} - I_{02} - S_{02})}{(1 - I_{12}N_{21})} z^{-1} + \frac{S_{02}}{(1 - I_{12}N_{21})}}{z^{-2} + \frac{[I_{12}(S_{21} + N_{21}) - S_{22} - 2]}{(1 - I_{12}N_{21})} z^{-1} + \frac{(S_{22} + 1)}{(1 - I_{12}N_{21})}} \quad (4.8)$$

De acordo com as particularidades do projeto, pode-se simplificar o biquad de Fleischer-Laker retirando-se um de seus capacitores de amortecimento: o capacitor $N_{21}C_1$ ou o capacitor chaveado $S_{22}C_2$. Para o primeiro caso convencionou-se chamar o novo circuito de biquad tipo F; o segundo caso, biquad tipo E [19][20]. Pode-se demonstrar que a sensibilidade do filtro com relação ao desvio nos valores dos capacitores do biquad tipo F é inferior a sensibilidade do biquad tipo E [20], por esta razão o biquad tipo F foi o escolhido para a implementação de diversas funções de transferência apresentadas no capítulo 5 desta dissertação.

A figura 4.6 apresenta o biquad tipo F e a figura 4.7 apresenta o circuito prático equivalente com a eliminação de chaves redundante.

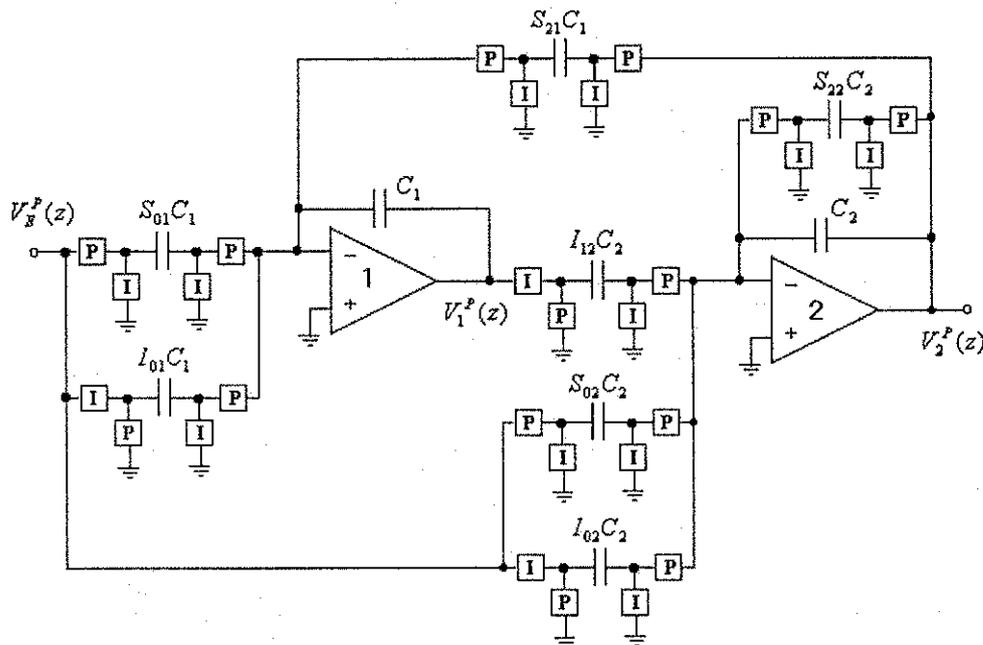


Figura 4.6: Biquad de Fleischer-Laker tipo F [20].

A função de transferência do biquad tipo F com saída no 2º AOP pode ser obtida a partir da equação genérica (4.8), simplesmente anulando-se o termo N_{21} , resultando na equação (4.9):

$$H_2(z) = \frac{V_2^P(z)}{V_E^P(z)} = \frac{(I_{02} - I_{12}I_{01})z^{-2} + (I_{12}S_{01} - I_{02} - S_{02})z^{-1} + S_{02}}{z^{-2} + (I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)z^{-1} + (S_{22} + 1)} \quad (4.9)$$

Desta forma, pode-se manipular os valores das razões I_{02} , I_{01} , I_{12} , S_{01} , S_{02} , S_{21} e S_{22} do biquad tipo F para se implementar qualquer função de filtragem biquadrática (tabela 4.3) e a seletividade desejada (frequência de pólo e fator de qualidade de pólo Q).

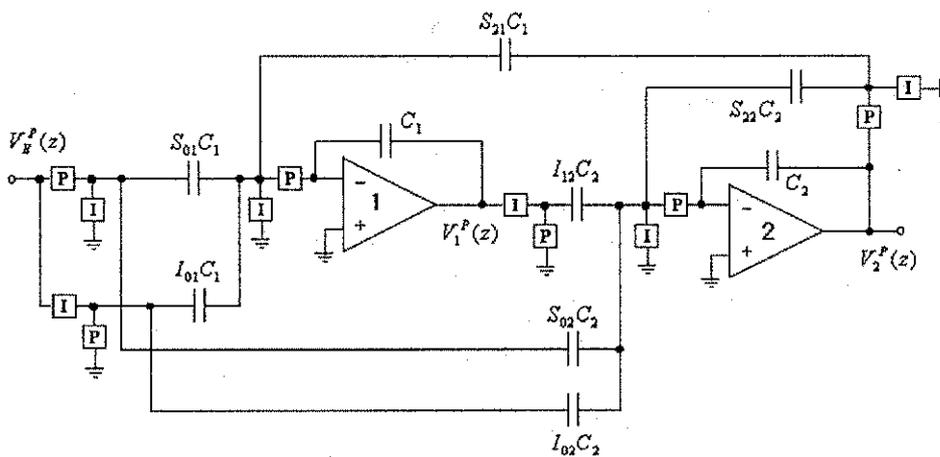


Figura 4.7: Biquad tipo F com o número mínimo de chaves [20].

4.3 Síntese de funções de transferências de ordem superior a dois

Existem vários métodos de realização de uma dada função de transferência amostrada, utilizando-se de diversas formas elementos de atraso, multiplicadores e somadores [29]. Na realização de *forma direta*, o número de atrasos necessários é igual a ordem do filtro discreto. Uma realização direta de um filtro discreto de 3ª ordem (forma canônica) é mostrada na figura 4.8 e sua função de transferência é dada pela equação (4.10).

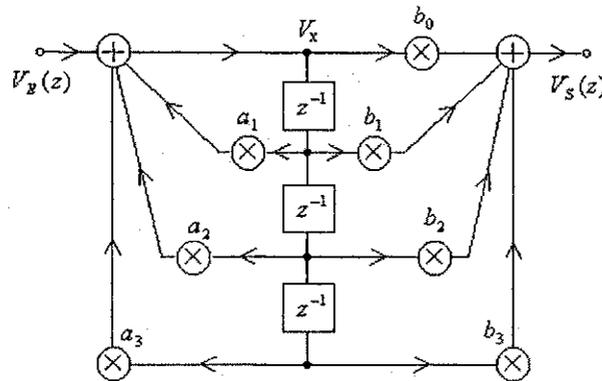


Figura 4.8: Forma direta (canônica) de um filtro amostrado de 3ª ordem [20].

$$H(z) = \frac{V_S(z)}{V_E(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 - (a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3})} \quad (4.10)$$

Os caminhos de alimentação direta e de realimentação realizam os zeros e os pólos de transmissão, respectivamente; os multiplicadores representam os coeficientes da função de transferência. Todos estes elementos são realizáveis a partir de circuitos a capacitores chaveados [19][20]. Esta estrutura pode ser generalizada para a realização de filtros amostrados de ordens superiores, contudo, a estrutura resultante possui grande sensibilidade à erros nos valores dos coeficientes, conforme demonstra-se em Mohan et. al. [20]. Duas realizações de filtros a capacitores chaveados de ordem superiores, pouco sensíveis à variação nos valores dos coeficientes são a realização em *cascata* e a realização em *escada*, que tornaram-se padrões em projetos práticos [21].

4.3.1 Realização em cascata

Na realização em cascata, a função de transferência de ordem superior é fatorada em termos de 2ª ordem. Cada termo é implementado por células biquadráticas, tais como o biquad de Fleischer-Laker. Caso a função seja de ordem ímpar, uma das células será de 1ª ordem, que pode ser implementada com a célula genérica de 1ª ordem apresentada na figura 4.3. Desta forma, a função de filtragem é obtida através da disposição em cascata de células de 2ª e de 1ª ordem (figura 4.9). Seja a função de transferência:

$$H(z) = \frac{b_M z^{-M} + b_{M-1} z^{-(M-1)} + \dots + b_0}{a_N z^{-N} + a_{N-1} z^{-(N-1)} + \dots + a_0}; \quad M \leq N \quad (4.11)$$

que pode ser decomposta em :

$$H(z) = \prod_{i=1}^m H_i = \prod_{i=1}^m G_i h_i = \prod_{i=1}^m G_i \frac{N_i(z)}{D_i(z)} \quad (4.12)$$

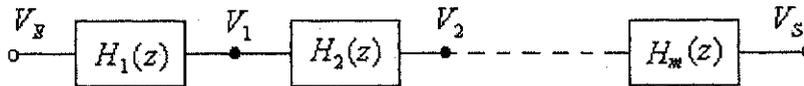


Figura 4.9: Estrutura em cascata para evitar a propagação de erros dos coeficientes na função de transferência de ordem superior.

A sensibilidade da estrutura em cascata é menor do que no caso da realização na forma direta, pois um deslocamento de pólo Δz_i em uma das células não afeta as demais. Além disso, cada biquad pode ser escolhido (ou projetado) para ter baixa sensibilidade individual.

É interessante notar que os polinômios $N_i(z)$ e $D_i(z)$ na equação (4.12) são independentes, de maneira que pode-se associar um polinômio $N_i(z)$ com qualquer polinômio $D_i(z)$. Assim, há numerosas possibilidades de associações para a realização da função $H(z)$, contudo uma associação ótima é escolhida com base em vários critérios [20]. Uma regra básica para a obtenção de faixa dinâmica otimizada é associar o par de pólos complexos com alto Q (se houver) com zeros próximos destes pólos. Isto garante que cada seção é plana, tanto quanto possível, na banda passante do filtro $H(z)$. Além disso cada biquad também deve ser projetado para ter faixa dinâmica otimizada, significando que cada AOP constituinte deve saturar no mesmo nível de tensão. Esta questão é tratada na seção 4.4.

4.3.2 Realização em escada

A partir da disposição em cascata de células de 1ª e 2ª ordens, em princípio pode-se realizar qualquer função de transferência de ordem superior. Contudo, para filtros de ordens

muito elevadas e muito seletivos, o circuito é geralmente difícil de ser realizado na prática. A razão para isto é que geralmente em tais filtros, a função de transferência $H(z)$ contém pólos muito próximos do círculo de raio unitário. A resposta da célula que realiza os pólos de alto Q é muito sensível à variações nos valores dos elementos. Assim, com as tolerâncias normais de fabricação, a resposta desta célula geralmente não é aceitável [19-21].

Outras técnicas de projeto foram desenvolvidas para a realização de filtros com pólos de alto Q. As estratégias alternativas mais bem sucedidas e largamente utilizadas baseiam-se na simulação da resposta de baixa sensibilidade das redes LC em escada com terminação dupla (figura 4.10).

As redes LC em escada com terminação dupla são projetadas para efetuar máxima transferência de potência da fonte para uma carga na banda passante do filtro e possuem a característica de sensibilidade muito baixa à variações nos valores dos componentes [18-21]. A idéia básica consiste em encontrar uma estrutura a capacitores chaveados que simule a operação interna destas redes. Essencialmente, estas estruturas consistem da conexão de blocos de 1ª ordem que implementam relações de integral $I - V$ (corrente - tensão) dos elementos L e C do protótipo analógico, cujos blocos básicos são integradores (seção 3.1.1).

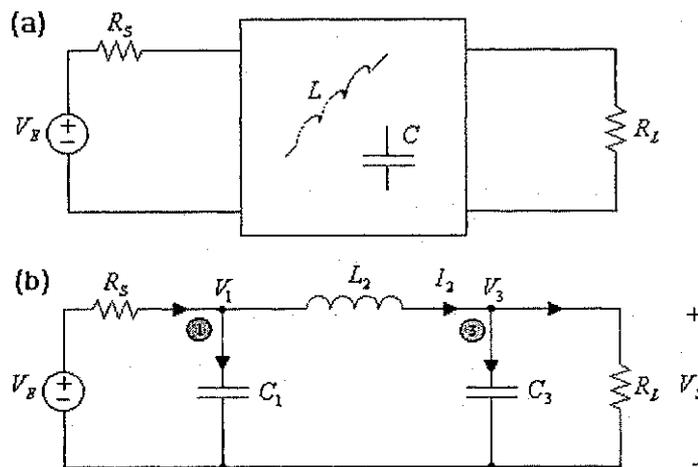


Figura 4.10: a) Rede genérica LC em escada com terminação dupla; b) exemplo de rede LC em escada de 3ª ordem, filtro passa baixas [21].

A partir do protótipo RLC analógico, a derivação para a estrutura equivalente a capacitores chaveados pode ser obtida de maneira exata ou aproximada. O projeto exato pressupõe algum método de mapeamento do espaço s para o z , (geralmente a transformação bilinear). O projeto aproximado consiste na obtenção de uma rede RC ativa equivalente do protótipo RLC, e posterior transformação para uma rede a capacitores chaveados, a partir da substituição dos resistores por capacitores chaveados, em que $R \equiv \frac{T}{C}$ (capítulo 3 – seção 3.1). Esta aproximação é válida somente quando a frequência de relógio é muito mais alta que a frequência do sinal.

Por exemplo (projeto aproximado): Seja o protótipo analógico do filtro passa baixas RLC de 3ª ordem, mostrado na figura 4.10b. A resposta do filtro pode ser determinada através das variáveis de estado V_1 , I_2 e V_3 , e a entrada V_E , que são relacionadas pelas equações:

$$-V_1 = \frac{-1}{SC_1} \left(\frac{V_E - V_1}{R_S} - I_2 \right) \quad (4.13a)$$

$$-I_2 = \frac{-1}{SL_2} (V_1 - V_3) \quad (4.13b)$$

$$V_3 = \frac{-1}{SC_3} \left(-I_2 + \frac{V_3}{R_L} \right) \quad (4.13c)$$

As equações (4.13a) e (4.13c) representam a lei dos nós aplicada ao nó 1 e 3, respectivamente, enquanto a equação (4.13b) representa a lei das malhas aplicada ao laço formado por C_1 , L_2 e C_3 . A partir destas relações de corrente – tensão é traçado o gráfico de fluxo de sinal em tempo contínuo para o protótipo analógico (figura 4.11a). Uma realização RC ativa deste gráfico é mostrada na figura 4.11b.

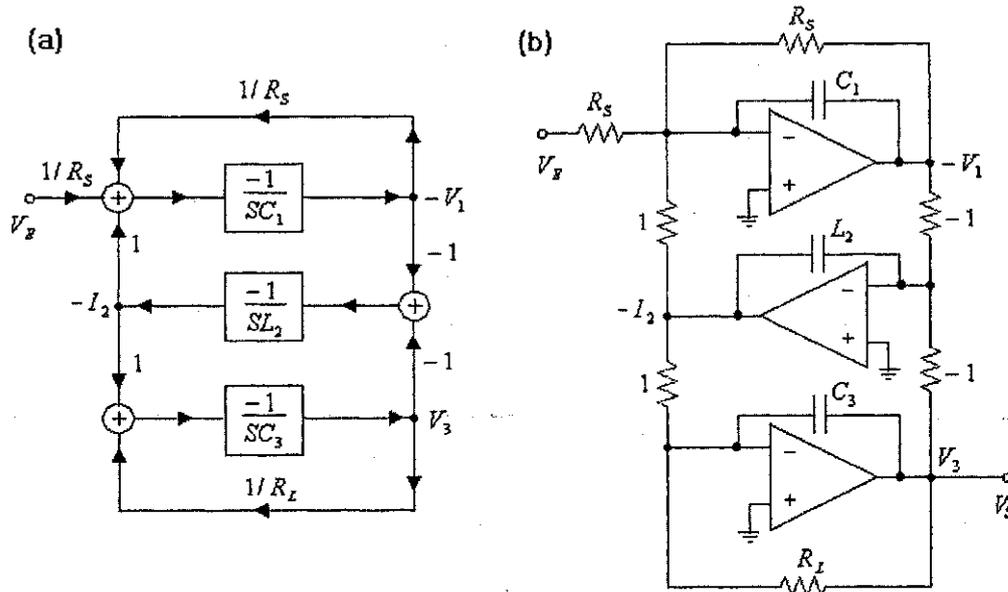


Figura 4.11: a) Gráfico de fluxo de sinal representando as relações de integral I – V do protótipo LC em escada (figura 4.10b); b) realização RC ativa equivalente [21].

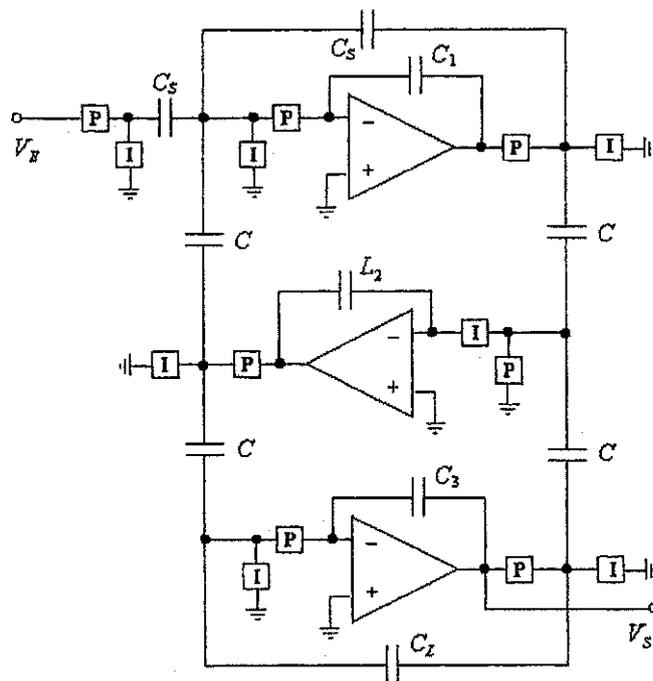


Figura 4.12: Realização da rede RLC em escada a capacitores chaveados, a partir de um projeto aproximado, utilizando-se integradores BEDI e FEDI [21].

Tendo obtido um circuito ativo RC equivalente, o próximo passo é substituir os elementos resistivos na figura 4.11b por capacitores chaveados de valores $\frac{T}{|R|}$. O circuito

resultante é mostrado na figura 4.12. Os valores dos capacitores do circuito são dados pelas aproximações:

$$C_s \cong \frac{T}{R_s}; \quad C \cong \frac{T}{1}; \quad C_L \cong \frac{T}{R_L} \quad (4.14)$$

A estrutura a capacitores chaveados na figura 4.12 é formada por integradores do tipo BEDI e FEDI (seção 3.1.1), com um número mínimo de chaves.

4.4 Escalonamento dos filtros a capacitores chaveados

O projeto de um filtro a capacitores chaveados do tipo IIR passa por várias etapas: obtenção de um filtro protótipo em tempo contínuo, mapeamento do espaço s para o espaço z , escolha de células de construção e um método de realização de funções de ordem superior a dois (se for o caso). Contudo, o desempenho do filtro discreto resultante pode ser melhorado com a maximização da faixa dinâmica do circuito, redução da área total e espalhamento dos capacitores. Isto é feito através do escalonamento dos braços de conexão do circuito. As operações de escalonamento não afetam a função $H(z)$ do filtro, nem a sensibilidade do circuito [21].

Seja a seção de um filtro genérico a capacitores chaveados apresentada na figura 4.13. Os blocos identificados pelas letras F constituem as funções de transferência dos braços do circuito, (conforme discutido no capítulo 3 - seção 3.4), dadas genericamente pela seguinte relação $F(z) = \frac{\Delta Q(z)}{V(z)}$, em que $\Delta Q(z)$ é a variação de carga discreta na saída

do braço, $V(z)$ é a tensão discreta na entrada do braço.

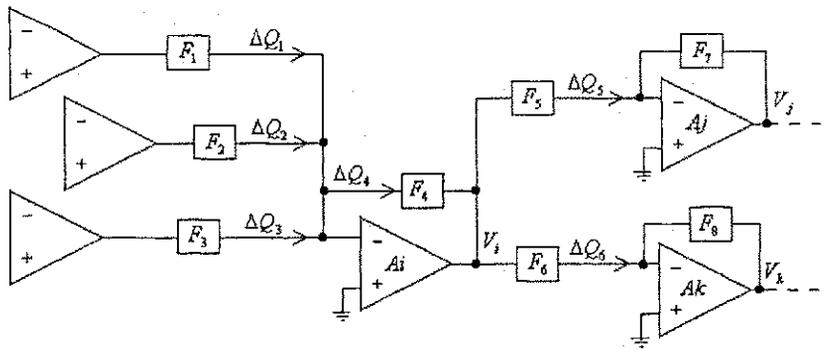


Figura 4.13: Representação da seção de um filtro a capacitores chaveados.

1) Escalonamento para a maximização da faixa dinâmica:

Considerando-se o exemplo hipotético de um filtro passa baixas de ganho unitário, com dois AOPs, cujas tensões de entrada e saída são dadas por V_E e V_2 , respectivamente

(figura 4.14a). As respostas de magnitude $|H_1(j\omega)| = \frac{V_1(j\omega)}{V_E(j\omega)}$ e $|H_2(j\omega)| = \frac{V_2(j\omega)}{V_E(j\omega)}$

devem ter valores de pico iguais [21].

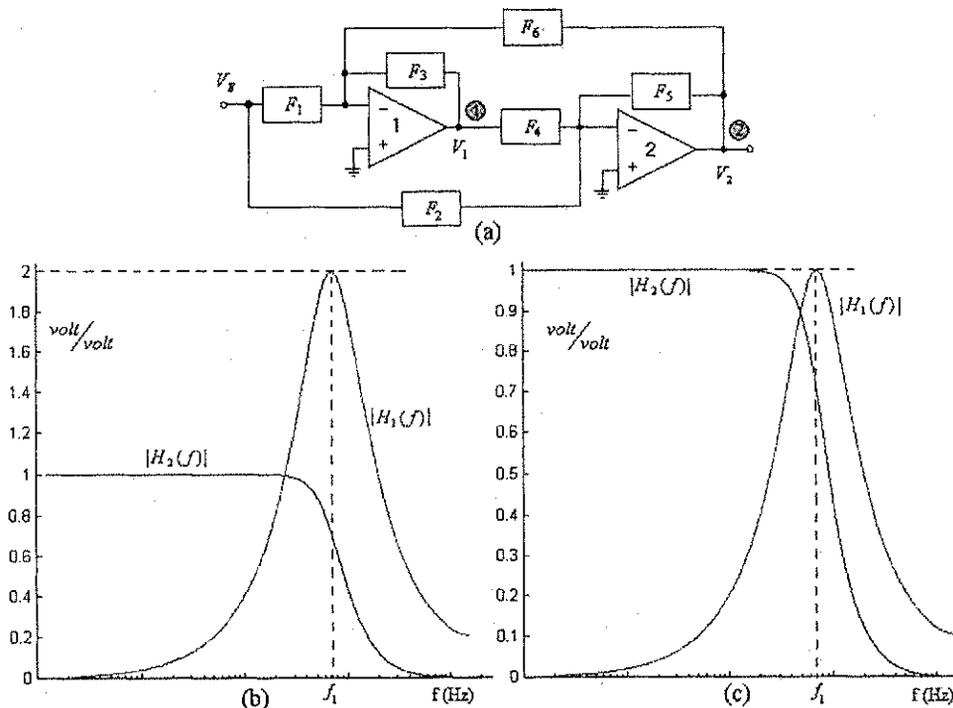


Figura 4.14: a) Filtro passa baixas hipotético com 2 AOPs; b) resposta de magnitude nas saídas dos AOPs antes do escalonamento; c) resposta de magnitude após o escalonamento.

A figura 4.14b mostra a resposta de magnitude com referência aos nós 1 e 2. Nota-se que $|H_1(j\omega)|$ possui característica passa banda, com frequência de pico $2\pi f_1$ e valor de pico 2 V/V. Considerando-se um sinal de entrada com amplitude máxima de 1 V, caso a tensão de alimentação dos amplificadores fosse reduzida para $\pm 1,5$ V, o sinal de saída do circuito seria distorcido para frequências próximas a $2\pi f_1$, devido a saturação do AOP 1. Pode-se evitar este problema e otimizar a faixa dinâmica do filtro escalonando-se os coeficientes das funções de transferência H_1 e H_2 . A figura 4.14c mostra a resposta de magnitude destas funções após o processo de escalonamento.

Um método de escalonamento apresentado em [21] consiste em obter as respostas de magnitude relacionando-se à saída de cada AOP com o sinal de entrada no circuito do filtro, e encontrar o valor de pico de cada relação. Considerando o amplificador A_i da figura

4.13, o seu valor de pico é dado por: $k_i = \max \left\{ \left| \frac{V_i(j\omega)}{V_E(j\omega)} \right| \right\}$, em que V_E é a tensão de entrada

no circuito do filtro e V_i é a tensão de saída do AOP A_i . Em seguida multiplica-se cada função de transferência de braço conectado à saída de A_i por este fator (k_i), obtendo-se: $F_4' = k_i F_4$; $F_5' = k_i F_5$; $F_6' = k_i F_6$. Isto é feito multiplicando-se os valores dos capacitores dos braços pelo fator k_i .

Uma vez que as funções de transferências dos braços F_1 , F_2 e F_3 conectados à entrada de A_i não são alteradas, a carga no braço de realimentação, que é dada por: $\Delta Q_4 = -\Delta Q_1 - \Delta Q_2 - \Delta Q_3$, continua com seu valor original, antes do escalonamento. Portanto, a tensão de saída do amplificador A_i será escalonada para $V_i'(z) = \Delta Q_4(z) / k_i F_4(z) = V_i(z) / k_i$. Ou seja, na frequência de pico do AOP A_i , sua tensão de saída será unitária. Este processo deve ser executado para todos os AOPs do circuito. É importante notar que esta operação não altera o fluxo de carga nos estágios seguintes, (ΔQ_5 e ΔQ_6 permanecem os mesmos), por exemplo:

$$\Delta Q_5'(z) = F_5'(z) V_i'(z) = k_i F_5(z) \left(\frac{V_i(z)}{k_i} \right) = \Delta Q_5(z)$$

2) Escalonamento para a redução de área total e espalhamento dos capacitores.

Após a conclusão da operação de escalonamento para a maximização da faixa dinâmica do circuito, inicia-se o processo de minimização da área dos capacitores nos braços de acoplamento. Deve-se inicialmente estabelecer um valor mínimo de capacitância, C_{min} . Este valor depende dos limites de confiabilidade e precisão no processo de fabricação dos capacitores. Estabelecido este valor (por exemplo $C_{min} = 0,1$ pF), todos os demais capacitores deverão ser maiores ou iguais a C_{min} .

Tomando-se novamente como referência o amplificador A_i da figura 4.13, verifica-se dentre todos os braços conectados à entrada de A_i (F_1, F_2, F_3 e F_4), qual deles possui o menor valor de capacitância, $m_i = \min\{C_1, C_2, C_3, C_4\}$. Em seguida, todas as capacitâncias nos braços F_1, F_2, F_3 e F_4 são divididas por m_i (os valores resultantes são assumidos em unidades de capacitância mínima, C_{min} , estabelecida inicialmente). O que resulta em: $F_1' = F_1 / m_i$; $F_2' = F_2 / m_i$; $F_3' = F_3 / m_i$; $F_4' = F_4 / m_i$. As cargas também são escalonadas: $\Delta Q_1' = \Delta Q_1 / m_i$; $\Delta Q_2' = \Delta Q_2 / m_i$; $\Delta Q_3' = \Delta Q_3 / m_i$; $\Delta Q_4' = \Delta Q_4 / m_i$.

Contudo, a tensão de saída V_i de A_i permanece inalterada, pois:

$$V_i' = \frac{\Delta Q_4'}{F_4'} = \frac{\Delta Q_4 / m_i}{F_4 / m_i} = \frac{\Delta Q_4}{F_4} = V_i$$

As cargas ΔQ_5 e ΔQ_6 também não variam. Portanto, o escalonamento por m_i mantém as tensões de saída dos AOPs inalteradas (incluindo V_i).

O processo é repetido aos demais AOPs do circuito, obtendo-se por fim uma redução no espalhamento e redução da área total dos capacitores.

4.5 Comentários

Neste capítulo apresentou-se blocos de síntese básicos dos filtros a capacitores chaveados, com destaque ao biquad de Fleischer-Laker do tipo F e aos integradores de Qiuting. Estas estruturas são usadas no capítulo 5 para a sintetização das diferentes funções discretas obtidas no capítulo 3.

Apresentou-se dos métodos usuais de realização de funções de transferência discretas de ordens superiores: a realização em cascata e a realização em escada.

Foi visto uma técnica de escalonamento dos filtros a capacitores chaveados. Através do escalonamento a faixa dinâmica do circuito é otimizada e área total necessária para os capacitores é reduzida.

CAPÍTULO 5

Rede de Separação Espectral a partir de Filtros a Capacitores Chaveados

Neste capítulo a rede de separação espectral analógica proposta é sintetizada a partir de filtros a capacitores chaveados.

Os filtros discretos de ordem superior a dois são implementados em cascata, sendo a célula de síntese biquadrática básica o biquad de Fleischer-Laker do tipo F, exceto para os blocos de filtros, em que o espalhamento entre capacitores torna-se muito elevado. Para estes blocos é proposto um biquad tipo F modificado, a partir da substituição do seu integrador não inversor convencional, pelo integrador não inversor de Qiuting [25]. Todos os blocos constituintes são escalonados para a otimização de faixa dinâmica e minimização de área dos capacitores.

A rede a capacitores chaveados é simulada considerando-se um desvio nos valores dos capacitores dentro das tolerâncias de fabricação.

5.1 Realização em cascata a partir de biquads tipo F

Conforme foi visto no capítulo anterior, as formas de implementação dos filtros a capacitores chaveados IIR de ordens superiores a dois são geralmente a realização em cascata ou em escada. Nesta dissertação optou-se pela realização em cascata devido a três fatores: 1) a ordem dos filtros da rede de separação espectral proposta (capítulo 2) não é tão elevada, (filtros de 4ª e 2ª ordens); 2) os fatores de qualidade de pólo dos filtros não são elevados ($Q = \frac{\sqrt{2}}{2}$); 3) as funções de Linkwitz-Riley são funções de 2ª ordem em cascata por natureza.

As funções de transferência biquadráticas discretas da rede de separação foram calculadas na seção 3.5.2 utilizando-se a transformação bilinear. Para sintetizar estes funções escolheu-se o biquad de Fleischer-Laker tipo F, devido a sua generalidade e por apresentar sensibilidade, (variação dos parâmetros do filtro com o desvio nos valores nominais dos capacitores), inferior comparado ao biquad tipo E [20].

5.1.1 Filtros passa baixas

O filtro passa baixas de 2ª ordem no espaço s é mapeado para o espaço z , através da transformação bilinear, conforme a forma genérica de filtragem *PB 20* (tabela 4.3). Ou seja,

$$H_{PB}(z) = G_1 \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} + \eta z^{-1} + \varepsilon} \quad (5.1)$$

Retornando a equação (3.21), identifica-se os parâmetros do filtro discreto:

$$G_1 = \frac{\sigma^2}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.2a) \quad \eta = -\frac{2(1 - \sigma^2)}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.2b) \quad \varepsilon = \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.2c)$$

Pode-se estabelecer uma identidade entre a equação (5.1) e a função de transferência do biquad tipo F (equação (4.9)), tomando-se as seguintes considerações: $I_{01} = 0$,

$S_{02} = I_{02} = N_{02}$ e $S_{21} = I_{12}$, obtendo-se as equações de projeto do filtro passa baixas apresentadas na tabela 5.1:

$N_{02} = G_1 $	$S_{01} = \frac{4 G_1 }{\sqrt{\eta + \epsilon + 1}}$	$S_{22} = \epsilon - 1$	$S_{21} = I_{12} = \sqrt{\eta + \epsilon + 1}$
------------------	--	-------------------------	--

Tabela 5.1: Equações de projeto do biquad tipo F para um filtro passa baixas da forma PB 20.

Considerar as razões $S_{02} = I_{02} = N_{02}$ implica na substituição dos braços paralelos de capacitores chaveados $S_{02}C_2$ e $I_{02}C_2$, por um único braço de capacitor $N_{02}C_2$ não chaveado, conforme discutido no capítulo 3. O circuito resultante é mostrado na figura 5.1.

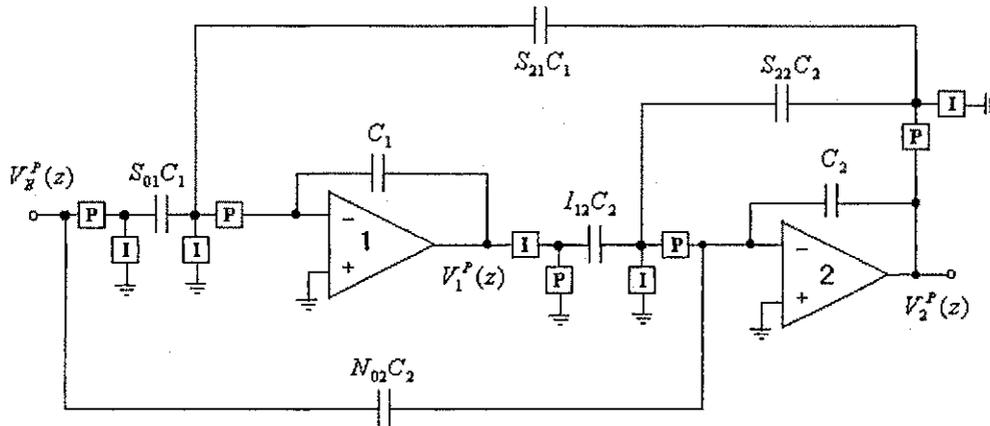


Figura 5.1: Derivação do biquad tipo F que desempenha a função passa baixas de 2ª ordem, a partir da transformação bilinear.

Reescrevendo as equações dos filtros passa baixas discretos obtidas na seção 3.5.2, têm-se:

$$H_{PB}^a(z) = 6,2377 \cdot 10^{-5} \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,0222z^{-1} + 1,0225} \quad (5.3)$$

$$H_{PB}^b(z) = 0,0014 \cdot \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,1036z^{-1} + 1,1092} \quad (5.4)$$

$$H_{PB}^c(z) = 0,0389 \cdot \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,4745z^{-1} + 1,6299} \quad (5.5)$$

A partir dos coeficientes destas equações e das equações de projeto da tabela 5.1, calcula-se os valores das razões entre os capacitores dos braços e os capacitores dos integradores do circuito da figura 5.1. Estes valores são apresentados na tabela 5.2:

		H_{PB}^a ($f_o = 150$ Hz)	H_{PB}^b ($f_o = 700$ Hz)	H_{PB}^c ($f_o = 3300$ Hz)
$C_1 = 1$	S_{01}	0,015796	0,075262	0,394309
	S_{21}	0,015796	0,075262	0,394309
$C_2 = 1$	I_{12}	0,015796	0,075262	0,394309
	S_{22}	0,022463	0,109230	0,629931
	N_{02}	$6,2377 \times 10^{-5}$	0,001416	0,038870

Tabela 5.2: Valores das razões entre capacitores para os filtros passa baixas.

5.1.2 Filtros passa altas

O filtro passa altas de 2ª ordem no espaço s é mapeado para o espaço z , através da transformação bilinear, conforme a forma genérica de filtragem PA 00 (tabela 4.3). Ou seja,

$$H_{PA}(z) = G_3 \frac{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}{z^{-2} + \eta z^{-1} + \epsilon} \quad (5.6)$$

Reverendo-se a equação (3.22), identifica-se:

$$G_3 = \frac{1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.7a) \quad \eta = -\frac{2(1 - \sigma^2)}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.7b) \quad \epsilon = \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.7c)$$

Uma identidade entre as equações (4.9) e (5.6) pode ser estabelecido tomando-se: $I_{01} = S_{01} = 0$, $S_{02} = I_{02} = N_{02}$ e $S_{21} = I_{12}$. Desta forma, as equações de projeto do filtro passa altas são apresentadas na tabela 5.3:

$N_{02} = G_3 $	$S_{22} = \varepsilon - 1$	$S_{21} = I_{12} = \sqrt{\eta + \varepsilon + 1}$
------------------	----------------------------	---

Tabela 5.3: Equações de projeto do biquad tipo F para um filtro passa altas.

O circuito resultante é mostrado na figura 5.2:

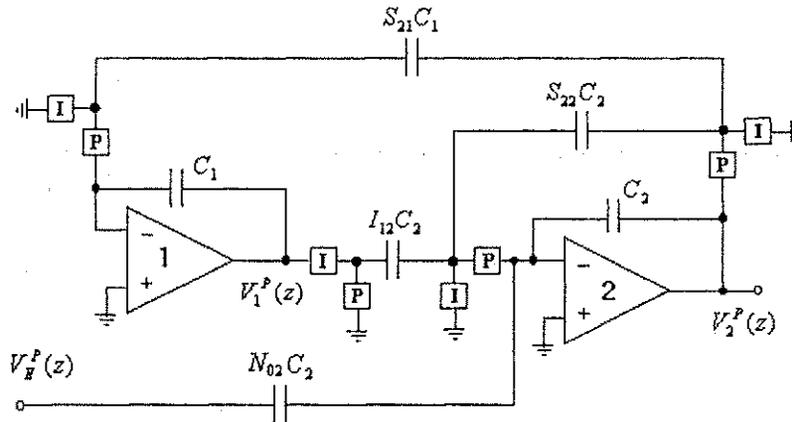


Figura 5.2: Derivação do biquad tipo F que desempenha a função passa altas de 2ª ordem, a partir da transformação bilinear.

Reescrevendo-se as equações dos filtros passa altas discretos obtidas na seção 3.5.2, têm-se:

$$H_{PA}^a(z) = 1,0112 \cdot \frac{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,0222z^{-1} + 1,0225} \quad (5.8)$$

$$H_{PA}^b(z) = 1,0532 \cdot \frac{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,1036z^{-1} + 1,1092} \quad (5.9)$$

$$H_{PA}^c(z) = 1,2761 \cdot \frac{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - 2,4745z^{-1} + 1,6299} \quad (5.10)$$

Os coeficientes destas equações são aplicados nas equações de projeto da tabela 5.3, obtendo-se os valores das razões entre os capacitores do circuito da figura 5.2. A tabela 5.4 apresenta estes valores:

		H_{PA}^a ($f_o = 150$ Hz)	H_{PA}^b ($f_o = 700$ Hz)	H_{PA}^c ($f_o = 3300$ Hz)
$C_1 = 1$	S_{21}	0,015796	0,075262	0,394309
$C_2 = 1$	I_{12}	0,015796	0,075262	0,394309
	S_{22}	0,022463	0,109231	0,629931
	N_{02}	1,011169	1,053199	1,276096

Tabela 5.4: Valores das razões entre capacitores para os filtros passa altas.

5.1.3 Filtros passa todas

O filtro passa todas de 2ª ordem no espaço s é mapeado para o espaço z , através da transformação bilinear, conforme a forma genérica de filtragem $PT\ 00$ (tabela 4.3). Ou seja,

$$H_{PT}(z) = G_s \frac{z^{-2} + \frac{\eta}{\varepsilon} z^{-1} + \frac{1}{\varepsilon}}{z^{-2} + \eta z^{-1} + \varepsilon} \quad (5.11)$$

Revedo-se a equação (3.30), identifica-se:

$$G_s = \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.12a) \quad \eta = -\frac{2(1-\sigma^2)}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.12b) \quad \varepsilon = \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \quad (5.12c)$$

Uma identidade entre as equações (4.9) e (5.11) pode ser estabelecido tomando-se: $I_{01} = 0$ e $S_{21} = I_{12}$. Desta forma, as equações de projeto do filtro passa todas são apresentadas na tabela 5.5:

$I_{02} = G_s $	$S_{02} = \frac{ G_s }{\varepsilon}$	$S_{01} = G_s \frac{\sqrt{\eta + \varepsilon + 1}}{\varepsilon}$	$S_{22} = \varepsilon - 1$	$S_{21} = I_{12} = \sqrt{\eta + \varepsilon + 1}$
------------------	--------------------------------------	--	----------------------------	---

Tabela 5.5: Equações de projeto do biquad tipo F para um filtro passa todas.

O circuito resultante é mostrado na figura 5.3:

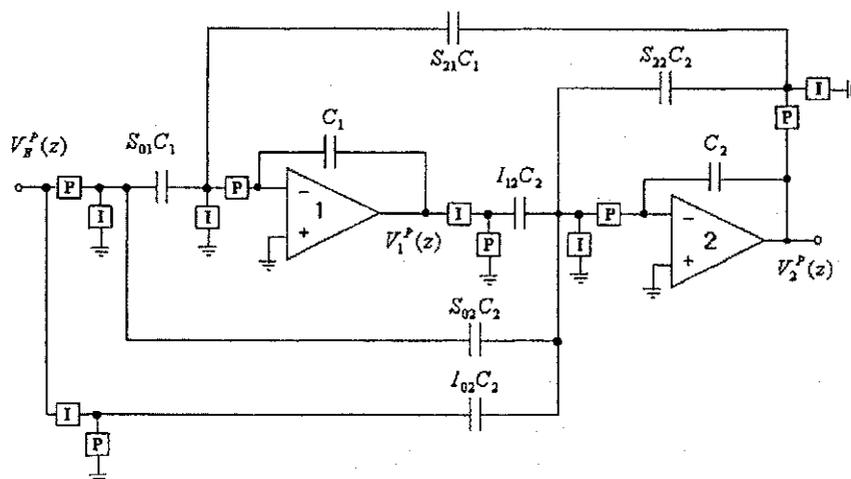


Figura 5.3: Derivação do biquad tipo F que desempenha a função passa todas de 2ª ordem, a partir da transformação bilinear.

Reescrevendo-se as equações dos filtros passa todas discretos obtidas na seção 3.5.2, têm-se:

$$H_{PT}^a(z) = 1,0225 \cdot \frac{z^{-2} - 1,9778z^{-1} + 0,9780}{z^{-2} - 2,0222z^{-1} + 1,0225} \quad (5.13)$$

$$H_{PT}^c(z) = 1,6299 \cdot \frac{z^{-2} - 1,5181z^{-1} + 0,6135}{z^{-2} - 2,4745z^{-1} + 1,6299} \quad (5.14)$$

A partir dos coeficientes destas equações e das equações de projeto da tabela 5.5, calcula-se os valores das razões entre os capacitores dos braços e os capacitores dos integradores do circuito da figura 5.3. Estes valores são apresentados na tabela 5.6:

		H_{PT}^a ($f_o = 150$ Hz)	H_{PT}^c ($f_o = 3300$ Hz)
$C_1 = 1$	S_{01}	0,015796	0,394309
	S_{21}	0,015796	0,394309
$C_2 = 1$	I_{12}	0,015796	0,394309
	S_{22}	0,022463	0,299314
	I_{02}	1,022463	1,629931
	S_{02}	1	1

Tabela 5.6: Valores das razões entre capacitores para os filtros passa altas.

Os valores das razões apresentados nas tabelas 5.2, 5.4 e 5.6 não são definitivos para o projeto dos filtros, na seção 5.3 serão modificados no processo de otimização de faixa dinâmica e redução do espalhamento nos valores dos capacitores utilizados. Nota-se que o espalhamento entre os capacitores C_2 e $N_{02}C_2$ para os filtros H_{PB}^a e H_{PB}^b (tabela 5.2) é relativamente muito elevado, cerca de 16031 e 706, respectivamente. A causa desta discrepância foi o uso de uma frequência de relógio muito elevada ($F_a = 60$ kHz) em relação às frequências de pólos desejadas para estes filtros, 150 Hz e 700 Hz, respectivamente. Apesar do uso da técnica de redução do espalhamento entre capacitores, a diminuição da área silício para os capacitores não é muito significativa neste caso. Uma solução seria reduzir a frequência de relógio até a frequência de Nyquist, a qual de acordo com a estrutura da rede de separação espectral pretendida (figura 2.8), equiivale a 40 kHz. Contudo, isto implica em filtros de pré-filtragem de ordens elevadas [21]. Na seção 5.2 apresenta-se outra solução para este problema, sem a necessidade da redução da frequência de relógio, através de uma modificação estrutural do biquad tipo F.

No apêndice A2 encontra-se uma rotina para o cálculo das razões entre os capacitores, conforme as equações de projeto apresentadas nas tabelas 5.1, 5.3 e 5.5.

5.2 Biquad tipo F modificado

Em projetos que utiliza-se frequências de relógio elevadas em relação a frequência de pólo do filtro, o capacitor $N_{02}C_2$ torna-se muito pequeno em relação aos demais capacitores do circuito da figura 5.1. Isto ocorre porque o seu valor é proporcional a G_1 (equação 5.2a), conforme mostra a tabela 5.1. A grandeza G_1 , por sua vez, torna-se muito pequena para valores elevados de amostragem.

O gráfico de fluxo de sinal do filtro passa baixas tipo F (figura 5.1) é apresentado na figura 5.4, e sua função de transferência com saída no 2^a AOP é dada por:

$$H_2(z) = \frac{V_2^P(z)}{V_E^P(z)} = -N_{02} \frac{z^{-2} + \frac{(I_{12}S_{01} - 2N_{02})}{N_{02}}z^{-1} + 1}{z^{-2} + (I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)z^{-1} + (S_{22} + 1)} \quad (5.15)$$

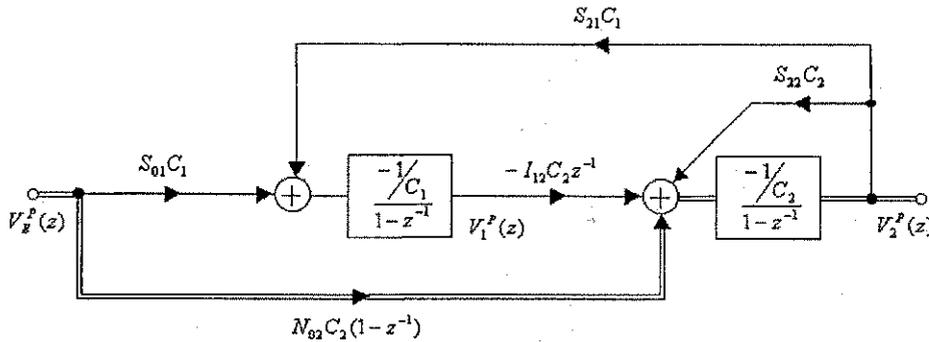


Figura 5.4: Gráfico de fluxo de sinal do biquad passa baixas da figura 5.1.

Os caminhos de alimentação direta realizam os zeros da função de transferência (capacitores $S_{01}C_1$, $I_{12}C_2$ e $N_{02}C_2$). A linha diferenciada com traço duplo indica o caminho que realiza a grandeza G_1 .

Na seção 4.1.2 apresentou-se dois integradores que utilizam as duas fases de relógio (P e I) para reduzir o espalhamento entre os capacitores, os integradores de Qiuting [25]. O integrador não inversor de Qiuting pode substituir o integrador convencional FEDI, de tal forma a não alterar as expressões dos pólos e zeros do circuito, e reduzir consideravelmente o espalhamento nos valores dos capacitores.

A idéia básica é realizar a grandeza G_1 a partir do produto de duas razões entre duas capacitâncias, ao invés de uma simples razão, por exemplo:

$$G_1 = \frac{aC_1}{C_1} \cdot \frac{bC_2}{C_2} = a \cdot b$$

Se $a = b$, então:

$$a = b = \sqrt{G_1}$$

Desta forma o espalhamento entre os capacitores aC_1 e C_1 , (ou bC_2 e C_2), será igual a raiz quadrada do valor de G_1 .

O novo circuito é apresentado na figura 5.5. Este circuito é analisado de forma ideal no apêndice C3, a partir desta análise obtêm-se sua função de transferência com saída no 2º AOP, dada pela equação (5.16). Seu gráfico de fluxo de sinal equivalente para a fase I é

mostrado na figura 5.6, em que $\gamma = \frac{\alpha}{\alpha + \beta}$.

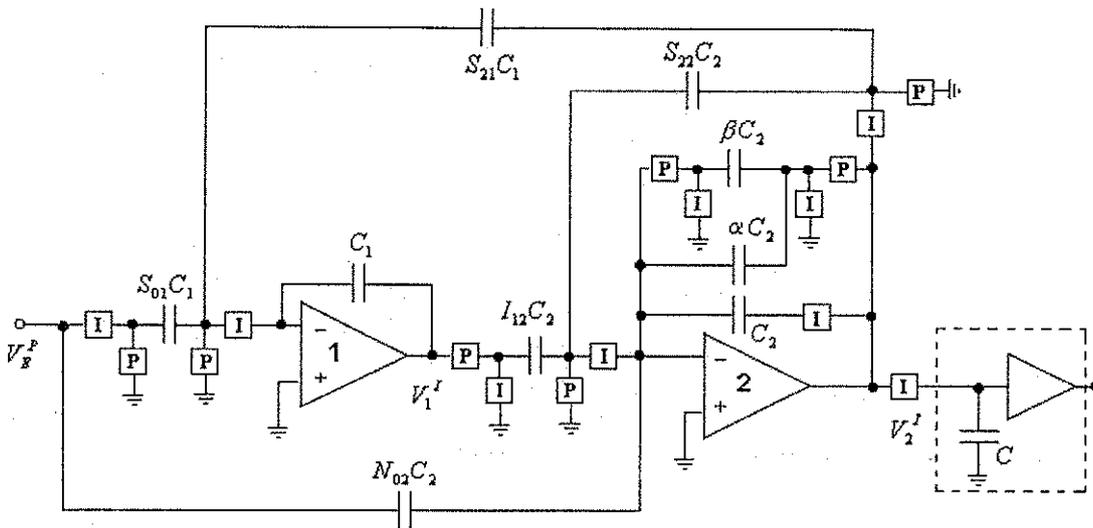


Figura 5.5: Biquad passa baixas tipo F modificado com o integrador de Quieting.

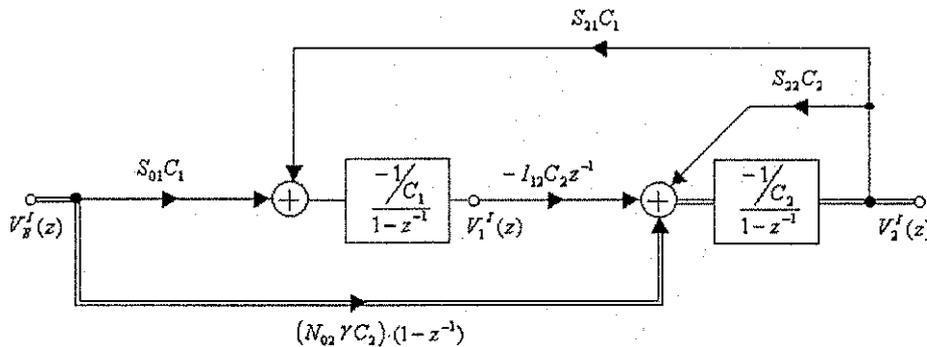


Figura 5.6: Gráfico de fluxo de sinal equivalente para a fase I do biquad passa baixas tipo F modificado.

$$H_2(z) = \frac{V_2^I(z)}{V_E^I(z)} = -N_{02}\gamma \cdot \frac{z^{-2} + \frac{(I_{12}S_{01} - 2N_{02}\gamma)}{N_{02}\gamma} z^{-1} + 1}{z^{-2} + (I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)z^{-1} + (S_{22} + 1)} \quad (5.16)$$

Com $\gamma = \frac{\alpha}{\alpha + \beta}$.

Conforme mostra a equação (5.16), a grandeza G_1 é agora representada pelo produto de duas grandezas, N_{02} e γ . No gráfico de fluxo de sinal (figura 5.6), observa-se

que o único caminho alterado foi o responsável pela formação de G_1 . Isto é conseguido alternando-se a posição das chaves nos braços de $S_{01}C_1$, $S_{21}C_1$, $I_{12}C_2$ e $S_{22}C_2$, tendo como referência o circuito convencional da figura 5.1. Para estes capacitores o segundo integrador é apresentado como um integrador padrão FEDI, somente o capacitor $N_{02}C_2$ o “reconhece” como um integrador de Qiuting.

Nota-se que o sinal de entrada é amostrado e retido na fase P, contudo a saída do circuito é tomada na fase I, diferentemente dos demais blocos biquadráticos apresentados, em que os sinais de entrada e saída estão sincronizados em uma mesma fase (P). Mas isto não representa problema, uma vez que o sinal de saída deste biquad pode ser novamente amostrado e retido na fase P. Feito isto, a função de transferência do filtro, com os sinais de entrada e saída tendo como referência a fase P é dada por:

$$\frac{V_2^P(z)}{V_E^P(z)} = \left(-N_{02}\gamma \cdot \frac{z^{-2} + \frac{(I_{12}S_{01} - 2N_{02}\gamma)}{N_{02}\gamma} z^{-1} + 1}{z^{-2} + (I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)z^{-1} + (S_{22} + 1)} \right) z^{-1} \quad (5.17)$$

Pode-se estabelecer uma identidade entre a equação (5.1) e a função de transferência do biquad tipo F modificado (equação (5.16)), com as seguintes considerações: $N_{02} = \gamma$, $\beta = 1$ e $S_{21} = I_{12}$, obtendo-se as equações de projeto do filtro passa baixas apresentadas na tabela 5.7:

$\alpha = \frac{\sqrt{ G_1 }}{1 - \sqrt{ G_1 }}$	$\beta = 1$	$N_{02} = \sqrt{ G_1 }$	$S_{01} = \frac{4 G_1 }{\sqrt{\eta + \varepsilon + 1}}$	$S_{22} = \varepsilon - 1$	$S_{21} = I_{12} = \sqrt{\eta + \varepsilon + 1}$
--	-------------	-------------------------	---	----------------------------	---

Tabela 5.7: Equações de projeto do biquad tipo F modificado para um filtro passa baixas da forma PB 20.

A partir dos coeficientes das equações (5.3), (5.4) e (5.5), e das equações de projeto da tabela 5.7, calcula-se os valores das razões entre os capacitores dos braços e os capacitores dos integradores do circuito da figura 5.5. Estes valores são apresentados na tabela 5.8:

		H_{PB}^a ($f_o = 150$ Hz)	H_{PB}^b ($f_o = 700$ Hz)	H_{PB}^c ($f_o = 3300$ Hz)
$C_1 = 1$	S_{01}	0,015796	0,075262	0,394309
	S_{21}	0,015796	0,075262	0,394309
$C_2 = 1$	I_{12}	0,015796	0,075262	0,394309
	S_{22}	0,022463	0,109231	0,629931
	α	0,007961	0,039102	0,245569
	β	1	1	1
	N_{02}	0,007898	0,037631	0,197154

Tabela 5.8: Valores das razões entre capacitores do biquad tipo F modificado para os filtros passa baixas.

O espalhamento nos valores dos capacitores C_2 e $N_{02}C_2$ para os filtros H_{PB}^a e H_{PB}^b são agora de 126,614 e 26,57, respectivamente, valores que representam uma significativa economia de área de silício para a fabricação dos capacitores dos filtros passa baixas, comparada ao circuito convencional. No apêndice A3 encontra-se uma rotina para o cálculo das razões entre os capacitores, conforme as equações de projeto apresentadas na tabela 5.7.

5.3 Escalonamento dos filtros

Conforme apresentado no capítulo 4, o escalonamento dos filtros a capacitores chaveados visa a maximização da faixa dinâmica do circuito e a minimização da área total e do espalhamento dos capacitores. As razões de capacitâncias iniciais para o processo de escalonamento são obtidas nas tabelas 5.4, 5.6 e 5.8.

5.3.1 Otimização da faixa dinâmica

Conforme discutido na seção 4.4, para a otimização da faixa dinâmica dos biquads inicialmente é necessário obter os valores de pico das funções de transferência que relacionam a tensão de entrada no circuito, com as tensões de saída dos AOPs. Para os biquads das figuras 5.2 e 5.3 utiliza-se a expressão geral do biquad de Fleischer-Laker tipo

F e substitui-se os valores de suas respectivas razões entre capacitores. As funções de transferência, tendo referências as saídas no 1º e no 2º AOP, são dadas respectivamente por:

$$H_1(z) = \frac{V_1^P(z)}{V_E^P(z)} = -\frac{1}{(S_{22} + 1)} \cdot \frac{[S_{01}(S_{22} + 1) - S_{02}S_{21}]z^2 + [I_{02}S_{21} - I_{01}(S_{22} + 1) - S_{01}]z + I_{01}}{z^2 + \frac{(I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)}{(S_{22} - 1)}z + \frac{1}{(S_{22} + 1)}} \quad (5.18)$$

$$H_2(z) = \frac{V_2^P(z)}{V_E^P(z)} = -\frac{1}{(S_{22} + 1)} \cdot \frac{S_{02}z^2 + (I_{12}S_{01} - I_{02} - S_{02})z + (I_{02} - I_{12}I_{01})}{z^2 + \frac{(I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)}{(S_{22} - 1)}z + \frac{1}{(S_{22} + 1)}} \quad (5.19)$$

Já para o biquad passa baixas tipo F modificado (figura 5.5), têm-se:

$$H_{1M}(z) = \frac{V_1^I(z)}{V_E^I(z)} = -\frac{1}{(S_{22} + 1)} \cdot \frac{[S_{01}(S_{22} + 1) - N_{02}\gamma S_{21}]z^2 + [N_{02}\gamma S_{21} - S_{01}]z}{z^2 + \frac{(I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)}{(S_{22} - 1)}z + \frac{1}{(S_{22} + 1)}} \quad (5.20)$$

$$H_{2M}(z) = \frac{V_2^I(z)}{V_E^I(z)} = -\frac{1}{(S_{22} + 1)} \cdot \frac{N_{02}\gamma z^2 + (I_{12}S_{01} - 2N_{02}\gamma)z + N_{02}\gamma}{z^2 + \frac{(I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)}{(S_{22} - 1)}z + \frac{1}{(S_{22} + 1)}} \quad (5.21)$$

A partir da resposta de magnitude destas equações, $|H(e^{j\omega})|$, obtêm-se os valores de pico k_1 e k_2 , referentes às saídas no 1º e no 2º AOP, respectivamente. A tabela 5.8 apresenta estes valores.

	H_{PB}^a	H_{PB}^b	H_{PB}^c	H_{PA}^a	H_{PA}^b	H_{PA}^c	H_{PT}^a	H_{PT}^c
k_1	1,46344	1,49379	1,65012	0,711066	0,726155	0,811035	2,844178	3,19549
k_2	1	1	1	1	1	1	1	1

Tabela 5.8: Valores de pico referentes às saída dos AOPs.

O próximo passo é multiplicar todos os valores dos capacitores conectados às saídas dos AOPs 1 e 2 por seus respectivos fatores de pico. Desta forma todos os amplificadores saturarão para um mesmo nível de tensão de entrada. Os valores resultantes dos capacitores são apresentados na tabela 5.9.

	H_{PB}^a	H_{PB}^b	H_{PB}^c	H_{PA}^a	H_{PA}^b	H_{PA}^c	H_{PT}^a	H_{PT}^c
C_1	1,46344	1,49379	1,65012	0,711066	0,72616	0,81104	2,84418	3,19549
$S_{01}C_1$	0,01580	0,07526	0,39431	—	—	—	0,01580	0,39431
$I_{01}C_1$	—	—	—	—	—	—	—	—
$S_{21}C_1$	0,01580	0,07526	0,39431	0,015796	0,07526	0,39431	0,01580	0,39431
C_2	1	1	1	1	1	1	1	1
$S_{02}C_2$	—	—	—	—	—	—	1	1
$I_{02}C_2$	—	—	—	—	—	—	1,02246	1,62993
$N_{02}C_2$	0,00790	0,03763	0,19715	1,011169	1,05320	1,27610	—	—
$I_{12}C_2$	0,02312	0,11243	0,65066	0,011232	0,05465	0,31960	0,04493	1,2600
$S_{22}C_2$	0,02246	0,10923	0,62993	0,022463	0,10923	0,62993	0,02246	0,29931
αC_2	0,00796	0,03910	0,24557	—	—	—	—	—
βC_2	1	1	1	—	—	—	—	—

Tabela 5.9: Valores dos capacitores após o escalonamento para a maximização da faixa dinâmica.

5.3.2 Minimização da área dos capacitores e redução do espalhamento

Conforme discutido no capítulo 4, o processo de minimização da área dos capacitores consiste simplesmente em encontrar o menor valor de capacitância nos braços conectada à entrada inversora de cada AOP, e dividir cada capacitância destes braços pela capacitância mínima local. Os valores mínimos estão assinalados na tabela 5.9. O resultado deste escalonamento é apresentado na tabela 5.10, cujos valores são dados em unidades de

capacitância, por exemplo $C_u = 0,1$ pF. A última linha mostra a somatória total das capacitâncias para cada filtro em unidades de capacitância.

	H_{PB}^a	H_{PB}^b	H_{PB}^c	H_{PA}^a	H_{PA}^b	H_{PA}^c	H_{PT}^a	H_{PT}^c
C_1	92,648	19,848	4,185	45,016	9,649	2,057	180,011	8,104
$S_{01}C_1$	1	1	1	—	—	—	1	1
$I_{01}C_1$	—	—	—	—	—	—	—	—
$S_{21}C_1$	1	1	1	1	1	1	1	1
C_2	126,616	26,575	5,072	89,031	18,298	3,129	44,524	3,341
$S_{02}C_2$	—	—	—	—	—	—	44,524	3,341
$I_{02}C_2$	—	—	—	—	—	—	45,524	5,446
$N_{02}C_2$	1	1	1	90,026	19,272	3,993	—	—
$I_{12}C_2$	2,927	2,988	3,300	1	1	1	2,000	4,210
$S_{22}C_2$	2,844	2,903	3,195	2	1,999	1,971	1	1
αC_2	1,008	1,039	1,246	—	—	—	—	—
βC_2	126,616	26,575	5,072	—	—	—	—	—
Total	354,659	81,928	24,070	228,073	51,218	13,150	315,583	27,442

Tabela 5.10: Valores dos capacitores (em C_u) após o escalonamento para a minimização da área capacitiva e do espalhamento entre capacitores.

5.4 Análise em frequência e de sensibilidade da rede de separação espectral a capacitores chaveados

Antes da integração do circuito numa pastilha, deve-se verificar a resposta em frequência dos filtros a capacitores chaveados para assegurar-se que os mesmos atendam às especificações do projeto. Existem vários simuladores computacionais concebidos especialmente para a análise de desempenho dos circuitos a capacitores chaveados, dentre eles destaca-se o programa SWITCAP [27]. Este programa permite a análise no domínio da frequência e de sensibilidade dos filtros a capacitores chaveados, levando-se em consideração características não ideais destes circuitos, como as resistências de condução nas chaves analógicas, capacitâncias parasitas, o ganho finito e a largura de banda dos amplificadores operacionais. Contudo, não foi possível adquirir este software a tempo para a elaboração desta dissertação¹. Nesta seção apresenta-se a análise em frequência e de sensibilidade da rede de separação espectral a capacitores chaveados, supondo-se ideais as chaves analógicas e os AOPs, utilizando-se o pacote Matlab 5.0.

5.4.1 Resposta em frequência

O circuito simulado é mostrado na figura 5.7, assume-se que o sinal de entrada já tenha passado por um bloco de pré-filtragem e amostragem e retenção. Os blocos $H_{PB}^a(z)$, $H_{PB}^b(z)$ e $H_{PB}^c(z)$ implementam a equação discreta 5.17, utilizando o biquad passa baixas tipo F modificado (figura 5.5). Os blocos $H_{PA}^a(z)$, $H_{PA}^b(z)$ e $H_{PA}^c(z)$ implementam as funções passa altas (figura 5.2). Os blocos $H_{PT}^a(z)$ e $H_{PT}^c(z)$ implementam as funções passa todas (figura 5.3). Os atrasos z^{-1} são necessários para sincronizar o fluxo de sinal nos quatro ramos de filtragem, uma vez que cada bloco passa baixas possuirá um atraso de z^{-1} para que sua função de transferência tenha entrada e saída com referência a uma mesma fase de relógio (fase P), conforme discutido na seção 5.2. Encontra-se na literatura vários

1 - A Universidade Columbia nos Estados Unidos pode fornecer este software para instituições de ensino e pesquisa. Deve-se entrar em contato com o Dr. Arthur T. Brody – artbrody@worldnet.att.net.

circuitos a capacitores chaveados capazes de realizar células de atraso [19][20][28]. Os valores dos capacitores utilizados na simulação são os da tabela 5.10, com $C_u = 0,1 \text{ pF}$. A rotina computacional utilizada encontra-se no apêndice A4.

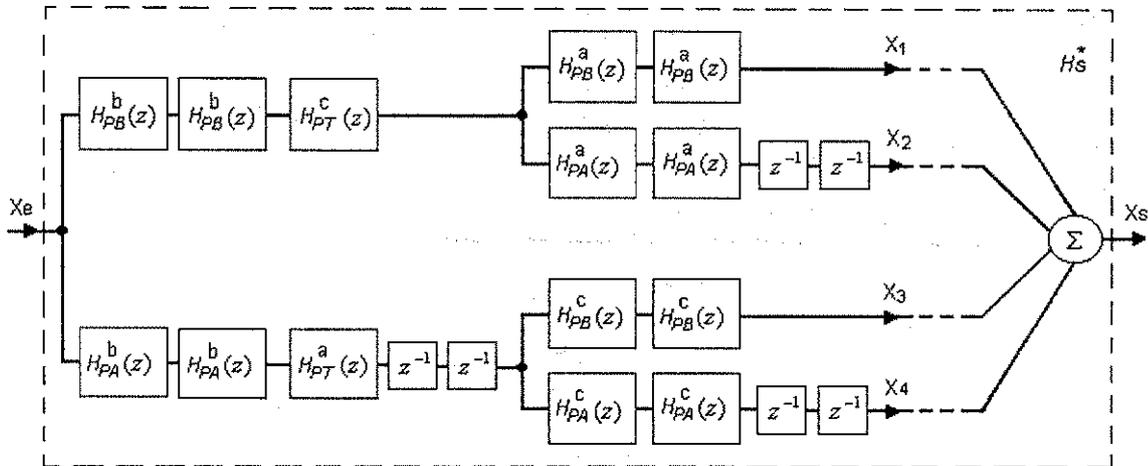


Figura 5.7: Diagrama em blocos da rede de separação a capacitores chaveados.

A figura 5.8 mostra a resposta em frequência da rede de filtragem a capacitores chaveados (linha contínua). Na mesma figura sobrepõe-se a resposta da rede em tempo contínuo (linha tracejada) apresentada no capítulo 2.

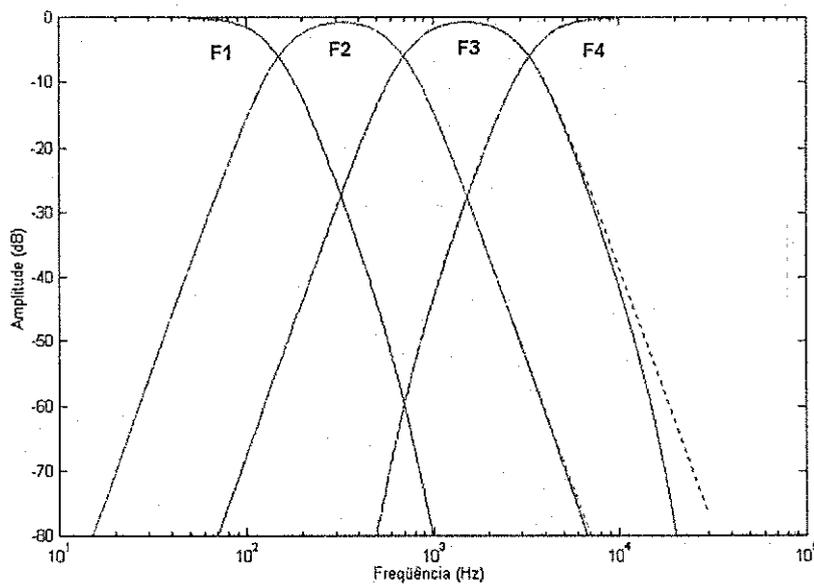


Figura 5.8: Resposta em frequência da rede de separação espectral: linha contínua – filtros a capacitores chaveados; linha tracejada – filtros em tempo contínuo.

Nota-se que a faixa F3 apresenta um desvio de sua resposta em relação a mesma faixa do protótipo analógico. Este desvio é inerente do método de transformação bilinear [29], contudo não representa problema, uma vez que a taxa de atenuação torna-se maior que 24 dB/oitava.

5.4.2 Sensibilidade

No processo de fabricação, desvios nos valores calculados das razões entre capacitores podem alterar os pólos e zeros das funções de transferência discretas. A característica crítica da rede de separação proposta é sua resposta global de magnitude, a qual deve ser plana tanto quanto possível dentro da faixa de áudio. O gabarito estabelecido no capítulo 2 admite um desvio máximo de $\pm 0,5$ dB. Nesta seção avalia-se a resposta global de magnitude da rede, considerando um desvio uniformemente distribuído de $\pm 0,35\%$ nos valores das razões entre os capacitores.

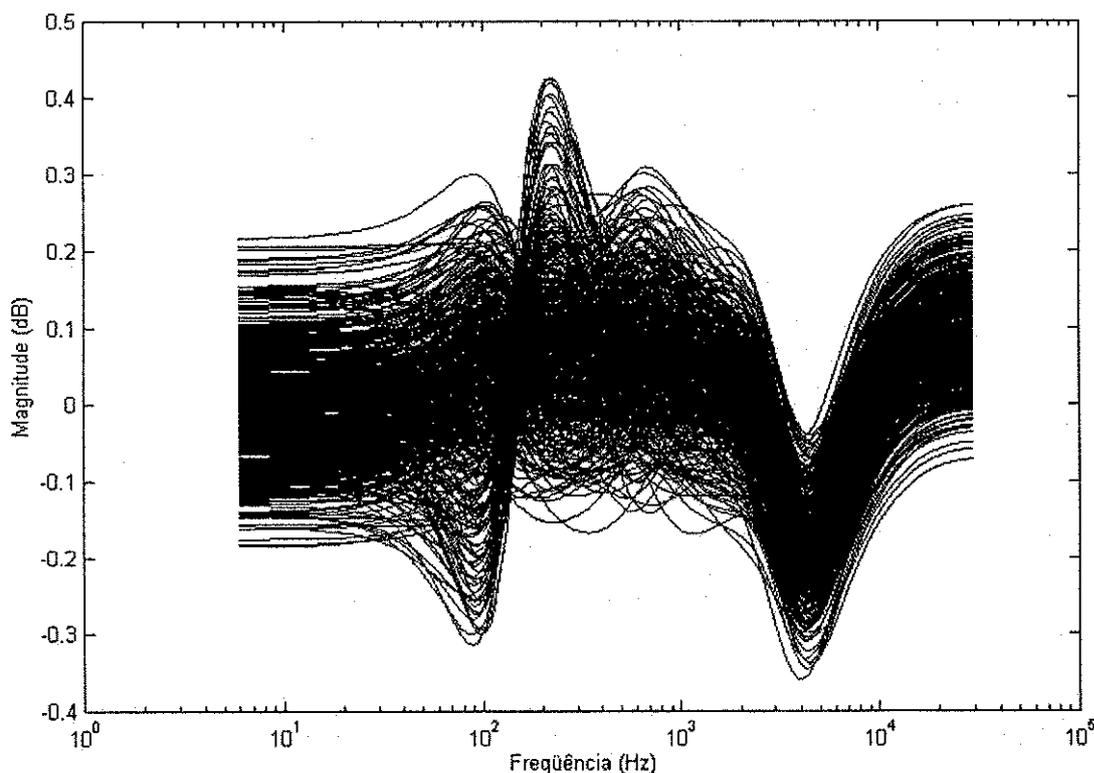


Figura 5.9: Resposta global de magnitude: análise de sensibilidade para uma distribuição uniforme de $\pm 0,35\%$, com 500 tiragens aleatórias.

A figura 5.9 mostra o resultado da simulação da resposta global da rede de separação, com 500 tiragens aleatórias. Considera-se um valor de capacitância unitária de 0,1 pF. Nota-se que as variações de magnitude não ultrapassaram o gabarito estabelecido de $\pm 0,5$ dB na faixa de áudio. A rotina que implementa esta simulação é apresentada no apêndice A5.

5.5 Comentários

Neste capítulo apresentou-se o projeto da rede de separação espectral a capacitores chaveados, conforme o protótipo em tempo contínuo apresentado no capítulo 2. Mostrou-se os circuitos derivados do biquad tipo F que implementam as funções passa altas e passa todas. Devido ao grande espalhamento apresentado pelo biquad passa baixas convencional, sugere-se uma variação do biquad tipo F a partir da substituição de seu integrador FEDI pelo integrador de Qiuting, o que representou uma considerável economia de área capacitiva. Os valores dos capacitores foram escalonados para a otimização de faixa dinâmica e área capacitiva. A simulação dos circuitos das figuras 5.2, 5.3 e 5.5 foi realizada a partir do programa Matlab 5.0, em que considerou-se variações nos valores das razões entre capacitores, com tolerância de 0,35%. Outras considerações no projeto dos filtros a capacitores chaveados são feitas no apêndice D: a pré-filtragem dos circuitos a capacitores chaveados, uma vez que estes filtros estão sujeitos a problemas inerentes do processo de amostragem como o efeito *aliasing*.

CAPÍTULO 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

Esta dissertação apresentou o projeto de uma rede de separação espectral a capacitores chaveados de quatro bandas, aplicada ao processamento de compressão e expansão multi-banda de faixa dinâmica de áudio. Os filtros a capacitores chaveados foram projetados a partir de filtros protótipos em tempo contínuo, baseados nas funções de Linkwitz-Riley de 4ª ordem.

A rede de separação espectral desenvolvida no capítulo 2 é formada por funções de transferência biquadráticas no domínio do tempo contínuo (filtros passa baixas, passa altas e passa todas). Esta rede poderia ser implementada a partir de técnicas de filtros ativos RC (circuitos discretos), contudo, sua característica de resposta global de magnitude plana torna a implementação em circuitos discretos difícil de ser alcançada. A precisão dos filtros a capacitores chaveados (circuitos integrados) foi um dos principais atrativos para a escolha desta técnica para a implementação da rede de separação espectral analógica proposta.

Após a revisão dos circuitos a capacitores chaveados, apresentou-se blocos de síntese dos filtros a capacitores chaveados, destacando-se os integradores padrões FEDI e BEDI, os integradores de Qiuting e o biquad de Fleischer-Laker do tipo F. Foi mostrado que o biquad de Fleischer-Laker do tipo F, teoricamente, é capaz de executar qualquer função biquadrática discreta. Os filtros da rede (exceto os filtros passa baixas) foram projetados utilizando-se o biquad tipo F devido sua baixa sensibilidade e versatilidade.

Foi mostrado que a realização dos filtros passa baixas através do biquad tipo F causaria um espalhamento muito alto nos valores dos capacitores do circuito, em função do valor da frequência de amostragem utilizada. A razão entre a frequência de amostragem e a

freqüência de pólo dos filtros a capacitores chaveados geralmente vale algumas dezenas [20], contudo no projeto da rede apresentada, em especial para os filtros passa baixas com freqüências de pólos iguais a $2\pi 150$ rad/s, esta razão é igual a 400. A escolha da freqüência de amostragem nos filtros a capacitores chaveados não é um fator aleatório, no apêndice D discute-se vários aspectos sobre os critérios de escolha.

Os filtros passa baixas foram realizados por um novo circuito biquadrático derivado do biquad de Fleischer-Laker tipo F, através da substituição do seu integrador convencional FEDI pelo integrador não inversor de Qiuting. O espalhamento nos valores dos capacitores foi bastante reduzido, o que representa uma excelente economia de área de silício para a fabricação dos capacitores.

A resposta em freqüência da rede foi simulada utilizando-se o programa Matlab 5.0, considerando-se ideais as chaves analógicas e os AOPs. Analisa-se a resposta global de magnitude, considerando-se um desvio uniformemente distribuído de $\pm 0,35\%$ nos valores nominais dos capacitores. Este desvio simula os erros que poderiam ocorrer na fabricação dos capacitores. O resultado (figura 5.9) mostra que a resposta global de magnitude continua dentro dos limites estabelecidos no gabarito do rede.

6.1 Trabalhos futuros

A rede de separação espectral a capacitores apresentada no capítulo 5, (figura 5.7), separa o espectro de áudio em 4 faixas, todavia estes filtros não estabelecem os limites da faixa de áudio (20 a 20000 Hz). Um sistema mais completo é mostrado na figura 6.1, em que F_{a1} e F_{a2} são as freqüências de relógio dos filtros a capacitores chaveados. O bloco pontilhado constitui-se de um filtro passa banda a capacitores chaveados, (formado por um filtro passa baixas em cascata com um filtro passa altas). O bloco FAA é um filtro analógico anti-aliasing em tempo contínuo. As funções básicas destes dois blocos são rejeitar sinais fora da faixa de áudio e evitar o efeito *aliasing*. Uma discussão detalhada sobre o projeto destes filtros é apresentada no apêndice D.

Os blocos marcados com X na figura 6.1, indicam estágios posteriores à divisão espectral. Tem-se algumas possibilidades para estes blocos:

- 1) Caso decida-se que o sistema de compressão/expansão multi-banda seja quase totalmente constituído por circuitos a capacitores chaveados, estes blocos devem ser os compressores (expansores) a capacitores chaveados. Ou seja, basicamente um AGV e um circuito de detecção de nível do sinal, conforme se discutiu no capítulo 2;
- 2) Caso decida-se que o controle do ganho seja realizado por um sistema digital, (um DSP, por exemplo), estes blocos devem ser conversores A/D;
- 3) Caso decida-se que o controle do ganho seja realizado por circuitos em tempo contínuo, estes blocos devem ser filtros de pós-filtragem em tempo contínuo, os quais geralmente possuem especificações semelhantes aos filtros analógicos anti-aliasing (FAA) de entrada [21];

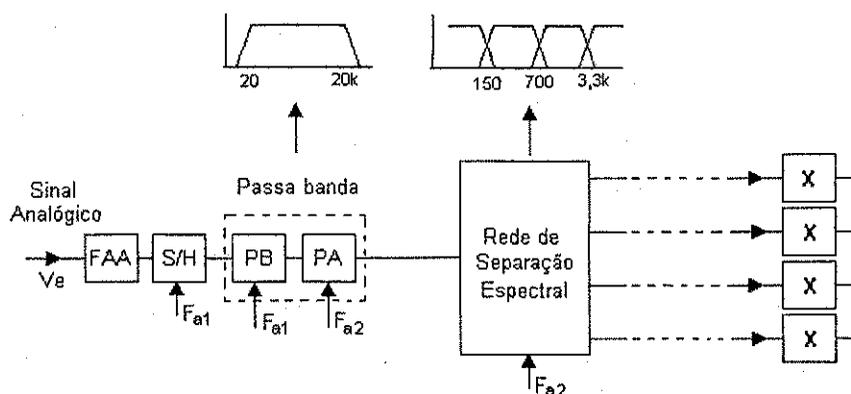


Figura 6.1: Estrutura de filtragem ilustrando blocos de pré-filtragem necessários.

O projeto da rede de separação espectral de quatro bandas a capacitores chaveados foi concluído nesta dissertação. Objetivando a fabricação desta rede em circuito integrado MOS sugere-se como trabalhos futuros:

- Projeto dos filtros de pré-filtragem anti-aliasing e passa banda a capacitores chaveados para rejeitar sinais fora da faixa de áudio, conforme se discute no apêndice D;

- Elaboração de um modelo equivalente em tempo contínuo dos filtros propostos a capacitores chaveados, para a análise de desempenho dos circuitos em um simulador de circuitos padrão como o SPICE, em que poderão ser incluídas não idealidades como largura de banda e ganho finitos dos AOPs, resistências de condução das chaves analógicas, tensões de *offset*, etc.;
- Projeto do controlador automático de ganho para o sistema de compressão e expansão multi-banda apresentado no capítulo 2. Este circuito também pode ser realizado a partir de circuitos a capacitores chaveados [20][21];
- Escolha da tecnologia de fabricação dos componentes dos circuitos: capacitores, chaves, AOPs, etc. e elaboração das máscaras do circuito integrado;

Apêndice A

Rotinas de simulação computacionais utilizando o Matlab 5.0

A1 – Verificação da distorção de fase

```
%allpass.m
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Rotina que implementa a equação (2.14), para averiguar o efeito %
% sonoro da não linearidade da fase %
% Autor: Lúcio Magno de Souza %
% Em: 07/07/99 %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Fs=44100; % frequência de amostragem
Q=sqrt(2)/2; % fator de qualidade

% Frequências de cruzamento
wa=2*pi*150;
wb=2*pi*700;
wc=2*pi*3300;

% Pré-distorção
wa=2*Fs*tan(wa/(2*Fs));
wb=2*Fs*tan(wb/(2*Fs));
wc=2*Fs*tan(wc/(2*Fs));

% Composição das funções passa todas
na = [1 -wa/Q wa^2];
da = [1 wa/Q wa^2];
nb = [1 -wb/Q wb^2];
db = [1 wb/Q wb^2];
nc = [1 -wc/Q wc^2];
dc = [1 wc/Q wc^2];

% Equação (2.14)
nt = conv(na,conv(nb,nc));
dt = conv(da,conv(db,dc));

% Discretização bilinear
[nd,dd] = c2dm(nt,dt,1/Fs,'tustin');

% Teste auditivo através de equações de diferenças da função discreta
% nd/dd.

% Coeficientes da função discreta:
B6 = nd(1); A6 = dd(1);
B5 = nd(2); A5 = dd(2);
B4 = nd(3); A4 = dd(3);
B3 = nd(4); A3 = dd(4);
B2 = nd(5); A2 = dd(5);
B1 = nd(6); A1 = dd(6);
Bo = nd(7); Ao = dd(7);
```

```

% Carregando sinal de entrada obtido através da função "wavread"
% atenção: nighth.wav é o nome do arquivo de áudio utilizado

ye = wavread('nighth.wav')

ye = ye(:,1);          % pegando apenas um canal
n = length(ye)        % sabendo o número de elementos

% Vetor de saída
Ys = zeros(n,1);

% Condições iniciais nulas
yk = 0 ; xk = 0;
yk_1 = 0; xk_1 = 0;
yk_2 = 0; xk_2 = 0;
yk_3 = 0; xk_3 = 0;
yk_4 = 0; xk_4 = 0;
yk_5 = 0; xk_5 = 0;
yk_6 = 0; xk_6 = 0;

for i =1:n;

    xk = ye(i);
    yk=(B6*xk+B5*xk_1+B4*xk_2+B3*xk_3+B2*xk_4+B1*xk_5+Bo*xk_6-
(A5*yk_1+A4*yk_2+A3*yk_3+A2*yk_4+A1*yk_5+Ao*yk_6))/A6;
    Ys(i)=yk;
    xk_6=xk_5;
    xk_5=xk_4;
    xk_4=xk_3;
    xk_3=xk_2;
    xk_2=xk_1;
    xk_1=xk;
    yk_6=yk_5;
    yk_5=yk_4;
    yk_4=yk_3;
    yk_3=yk_2;
    yk_2=yk_1;
    yk_1=yk;
end;
% Teste auditivo

sound(ye, 44100);

pause

sound(Ys, 44100);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da rotina %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

A2 – Biquad tipo F de Fleischer-Laker: cálculo da razão entre capacitores.

```

%tipo_F.m
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Cálculo dos capacitores do biquad tipo F através %
% transformação bilinear %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Fs = input('Frequência de amostragem Fs = ');

```

```

fo = input('Frequência de polo fo = ');
op = input('Opção PB = 1; PA = 2; PT = 3 ');

wo = 2*pi*fo;

if op==1

%Passa baixas

[nz,dz]=butter(2,fo/(Fs/2));

%normalização para a forma z^-2 + z^-1 + ...
k1=nz(1);
k2=dz(3);
k=k1/k2;
nz=nz/k1;
dz=dz/k2;

%numerador
a=nz(3);
b=nz(2);
c=nz(1);

%denominador
n=dz(2);
e=dz(1);

I12=sqrt(n+e+1);
S21=I12;
S22=e-1;
I01=0;
S01=I01+(k/I12)*(a+b+c);
S02=k*c;
I02=(I01*I12)+(k*a);

[I01;I12;S21;S22;S01;S02;I02]

elseif op==2

%Passa altas

[nz,dz]=butter(2,fo/(Fs/2),'high');

%normalização para a forma z^-2 + z^-1
k1=nz(1);
k2=dz(3);
k=k1/k2;
nz=nz/k1;
dz=dz/k2;

%numerador
a=nz(3);
b=nz(2);
c=nz(1);

%denominador
n=dz(2);
e=dz(1);

I12=sqrt(n+e+1);
S21=I12;
S22=e-1;
I01=0;
S01=0

```

```

S02=k;
I02=k;

[I01;S21;S01;I12;S22;S02;I02]

elseif op==3

%Passa todas

na=[1 -sqrt(2)*wo wo^2];
da=[1 sqrt(2)*wo wo^2];
[nz,dz]=bilinear(na,da,Fs,fo);

%normalização para a forma z^-2 + z^-1
%k1=nz(1);
k2=dz(3);
k=1/k2;
dz=dz/k2;

%numerador
a=nz(3);
b=nz(2);
c=nz(1);

%denominador
n=dz(2);
e=dz(1);

I12=sqrt(n+e+1);
S21=I12;
S22=e-1;
I01=0;
S01=k*S21/(1+S22);
S02=k/(1+S22);
I02=k;

[S01;I01;I12;S21;S22;S02;I02]

else
    fprintf('erro de escolha de op');
end

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da rotina %%%%%%%%%%%

```

A3 – Biquad passa baixas tipo F modificado.

```

%fmod.m
%biquad tipo F modificado pelo integrador de HUANG QIUTING

Fs=input('Frequência de amostragem (Hz) = ');
fo=input('Frequência de polo (Hz) = ');

[nz,dz]=butter(2,fo/(Fs/2));
k1=nz(1);
k2=dz(3);
nz=nz/k1;
dz=dz/k2;
G=k1/k2;
e=dz(1);
n=dz(2);

%cálculo dos capacitores a partir das equações de pólos e zeros
S22=e-1;

```

```

I12=sqrt(n+e+1);
S21=I12;
N02=sqrt(G);
a=N02/(1-N02);      %alfa
b=1;                %beta
g=a/(a+b);          %gama
S01=4*G/I12;
C1=1;
C2=1;

[S01;S21;N02;I12;S22;a;b;C1;C2]

***** Fim da rotina *****

```

A4 – Resposta em frequência da rede a capacitores chaveados.

```

% resp_freq.m
*****
%RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA REDE DE SEPARAÇÃO ESPECTRAL %
%A CAPACITORES CHAVEADOS %
*****

Fs = 60000;          %frequência de amostragem
N = 5000;            %número de pontos
ww = (0:N-1) '*2*pi/N/2; %frequência em rad/s normalizada
f = ww*Fs/(2*pi);   %frequência em Hz desnormalizada

%Frequências de cruzamento
wo1 = 2*pi*150;
wo2 = 2*pi*700;
wo3 = 2*pi*3300;

%-----
%REDE DE SEPARAÇÃO ANALÓGICA PROPOSTA
%-----

% Cálculo da magnitude e fase da rede analógica para efeito de comparação
[m1,fas1] = HFA1(f,wo1,wo2,wo3);
[m2,fas2] = HFA2(f,wo1,wo2,wo3);
[m3,fas3] = HFA3(f,wo1,wo2,wo3);
[m4,fas4] = HFA4(f,wo1,wo2,wo3);

% Magnitude em dB
M1=20*log10(m1);
M2=20*log10(m2);
M3=20*log10(m3);
M4=20*log10(m4);

%-----
%REDE DE SEPARAÇÃO A CAPACITORES CHAVEADOS
%-----

%Vetores contendo os coeficientes dos filtros a capacitores
%chaveados após o processo de escalonamento (precisão finita)
load vb11 %passa baixas fo = 2*pi*150
load vb22 %passa baixas fo = 2*pi*700
load vb33 %passa baixas fo = 2*pi*3300
load va11 %passa altas fo = 2*pi*150
load va22 %passa altas fo = 2*pi*700
load va33 %passa altas fo = 2*pi*3300
load vt11 %passa todas fo = 2*pi*150
load vt33 %passa todas fo = 2*pi*3300

%Cálculo da magnitude e fase dos filtros a capacitores chaveados

```

```

[h1, fas1]=HF1(exp(j*ww), vb11, vb22, vt33);
[h2, fas2]=HF2(exp(j*ww), va11, vb22, vt33);
[h3, fas3]=HF3(exp(j*ww), va22, vb33, vt11);
[h4, fas4]=HF4(exp(j*ww), va22, va33, vt11);

% Magnitude em dB
H1=20*log10(h1);
H2=20*log10(h2);
H3=20*log10(h3);
H4=20*log10(h4);

%-----
%      Plotagem simultânea
%-----

semilogx(f, H1, f, H2, f, H3, f, H4, f, M1, ':', f, M2, ':', f, M3, ':', f, M4, ':');
axis([10 10^5 -80 0])
xlabel('Frequência (Hz) ');
ylabel('Amplitude (dB) ');

%%%%%%%%%% Fim da rotina %%%%%%%%%%%

% Listagem das funções da rotina resp_freq.m

%HFA1.m
function [mag, fase]=HFA1(f, wo1, wo2, wo3)

%filtro passa todas
nt3=[1 -sqrt(2)*wo3 wo3^2];
dt3=[1 sqrt(2)*wo3 wo3^2];

%filtros de Butterworth passa baixas de 2. ordem, Hb1 e Hb2
[nb1, db1]=butter(2, wo1, 's');
[nb2, db2]=butter(2, wo2, 's');

%Linkwitz-Riley: cascata Hb1*Hb1, Hb2*Hb2
nb1=conv(nb1, nb1);
db1=conv(db1, db1);
nb2=conv(nb2, nb2);
db2=conv(db2, db2);

%Primeira faixa F1
nF1=conv(nb1, conv(nb2, nt3));
dF1=conv(db1, conv(db2, dt3));

w=f*2*pi; %frequência em rad/s

[mag, fase]=bode(nF1, dF1, w);

%%%%%%%%%% Fim da função %%%%%%%%%%%

%HFA2.m
function [mag, fase]=HFA2(f, wo1, wo2, wo3)

%filtro passa todas
nt3=[1 -sqrt(2)*wo3 wo3^2];
dt3=[1 sqrt(2)*wo3 wo3^2];

%filtros de Butterworth passa baixas de 2. ordem, Ha1 e Hb2
[na1, da1]=butter(2, wo1, 'high', 's');
[nb2, db2]=butter(2, wo2, 's');

%Linkwitz-Riley: cascata Hba*Ha1, Hb2*Hb2
na1=conv(na1, na1);

```

```

da1=conv(da1,da1);
nb2=conv(nb2,nb2);
db2=conv(db2,db2);

%Primeira faixa F1
nF2=conv(na1,conv(nb2,nt3));
dF2=conv(da1,conv(db2,dt3));

w=f*2*pi; %frequência em rad/s

[mag, fase]=bode(nF2,dF2,w);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%HFA3.m
function [mag, fase]=HFA3(f,wo1,wo2,wo3)

%filtro passa todas
nt1=[1 -sqrt(2)*wo1 wo1^2];
dt1=[1 sqrt(2)*wo1 wo1^2];

%filtros de Butterworth passa baixas de 2. ordem, Ha2 e Hb3
[na2,da2]=butter(2,wo2,'high','s');
[nb3,db3]=butter(2,wo3,'s');

%Linkwitz-Riley: cascata Hba2*Ha2, Hb3*Hb3
na2=conv(na2,na2);
da2=conv(da2,da2);
nb3=conv(nb3,nb3);
db3=conv(db3,db3);

%Primeira faixa F1
nF3=conv(na2,conv(nb3,nt1));
dF3=conv(da2,conv(db3,dt1));

w=f*2*pi; %frequência em rad/s

[mag, fase]=bode(nF3,dF3,w);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%HFA4.m
function [mag, fase]=HFA4(f,wo1,wo2,wo3)
%filtro passa todas
nt1=[1 -sqrt(2)*wo1 wo1^2];
dt1=[1 sqrt(2)*wo1 wo1^2];

%filtros de Butterworth passa baixas de 2. ordem, Ha2 e Hb3
[na2,da2]=butter(2,wo2,'high','s');
[na3,da3]=butter(2,wo3,'high','s');

%Linkwitz-Riley: cascata Hba2*Ha2, Hb3*Hb3
na2=conv(na2,na2);
da2=conv(da2,da2);
na3=conv(na3,na3);
da3=conv(da3,da3);

%Primeira faixa F1
nF4=conv(na2,conv(na3,nt1));
dF4=conv(da2,conv(da3,dt1));

w=f*2*pi; %frequência em rad/s

[mag, fase]=bode(nF4,dF4,w);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%HF1.m
% Função para calcular a magnitude e a fase de um ramo da rede
% de filtragem digital proposta - ramo HF1
% Autor: Lúcio Magno de Souza
% Em: 25.02.99
% Function [mag, fas] = HF1(z,vb1,vb2,vt3)

% Obs.: z = exp(j*w) e -pi<w<pi
% Exemplo: w = logspace(-pi,pi,1000);
% [mag,fase]=HF1(exp(j*w),vb1,vb2,vt3);
% f=w*Fs/(2*pi) - freq. em Hz, Fs freq. amostragem
% semilogx(f,mag)

% vb1 - matriz dos coeficientes do biquad passa baixas fo = 150 Hz
% vb2 - matriz dos coeficientes do biquad passa baixas fo = 700 Hz
% vt3 - matriz dos coeficientes do biquad passa todas fo = 3300 Hz

function [mag, fas] = HF1(z,vb1,vb2,vt3)

nb1=vb1(1,:);
db1=vb1(2,:);

nb2=vb2(1,:);
db2=vb2(2,:);

nt3=vt3(1,:);
dt3=vt3(2,:);

% Resposta em frequência complexa ( z=exp(jw) com -pi<w<pi )

% Hb1*Hb1
aux1=polyval(nb1,z)./polyval(db1,z);
aux1=aux1.*aux1;

% Hb2*Hb2
aux2=polyval(nb2,z)./polyval(db2,z);
aux2=aux2.*aux2;

% Hpt3
aux3=polyval(nt3,z)./polyval(dt3,z);

% Composição do ramo HF1
aux=(aux1.*aux3).*aux2;

mag = abs(aux);
fas = 180*angle(aux)/pi;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%HF2.m
% Função para calcular a magnitude e a fase de um ramo da rede
% de filtragem digital proposta - ramo HF2
% Autor: Lúcio Magno de Souza
% Em: 25.02.99

function [mag, fas] = HF2(z,val,vb2,vt3)

na1=val(1,:);
da1=val(2,:);

nb2=vb2(1,:);
db2=vb2(2,:);

```

```

nt3=vt3(1,:);
dt3=vt3(2,:);

% Resposta em frequência complexa { z=exp(jw) com -pi<w<pi }

% Biquad Ha1
aux1=polyval(na1,z)./polyval(da1,z);
% Multiplicação (Ha1*Ha1)
aux1=aux1.*aux1;
% Biquad Hb2
aux2=polyval(nb2,z)./polyval(db2,z);
% Multiplicação (Hb2*Hb2)
aux2=aux2.*aux2;
% Biquad Ht3
aux3=polyval(nt3,z)./polyval(dt3,z);

auxt=(aux1.*aux2).*aux3;

mag = abs(auxt);
fas = 180*angle(auxt)/pi;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%HF3.m
% Função para calcular a magnitude e a fase de um ramo da rede
% de filtragem digital proposta - ramo HF3
% Autor: Lucio Magno de Souza
% Em: 25.02.99

function [mag, fas] = HF3(z,va2,vb3,vt1)

na2=va2(1,:);
da2=va2(2,:);

nb3=vb3(1,:);
db3=vb3(2,:);

nt1=vt1(1,:);
dt1=vt1(2,:);

% Resposta em frequência complexa { z=exp(jw) com -pi<w<pi }

% Biquad Ha2
aux1=polyval(na2,z)./polyval(da2,z);
% Multiplicação (Ha2*Ha2)
aux1=aux1.*aux1;
% Biquad Hb3
aux2=polyval(nb3,z)./polyval(db3,z);
% Multiplicação (Hb3*Hb3)
aux2=aux2.*aux2;
% Biquad Ht1
aux3=polyval(nt1,z)./polyval(dt1,z);

auxt=(aux1.*aux2).*aux3;

mag = abs(auxt);
fas = 180*angle(auxt)/pi;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%HF3.m
% Função para calcular a magnitude e a fase de um ramo da rede
% de filtragem digital proposta - ramo HF4
% Autor: Lucio Magno de Souza

```

```

% Em: 25.02.99

function [mag, fas] = HF4(z,va2,va3,vt1)

na2=va2(1,:);
da2=va2(2,:);

na3=va3(1,:);
da3=va3(2,:);

nt1=vt1(1,:);
dt1=vt1(2,:);

% Resposta em frequência complexa { z=exp(jw) com -pi<w<pi }

% Biquad Ha2
aux1=polyval(na2,z)./polyval(da2,z);
% Multiplicação (Ha2*Ha2)
aux1=aux1.*aux1;
% Biquad Ha3
aux2=polyval(na3,z)./polyval(da3,z);
% Multiplicação (Ha3*Ha3)
aux2=aux2.*aux2;
% Biquad Ht1
aux3=polyval(nt1,z)./polyval(dt1,z);

auxt=(aux1.*aux2).*aux3;

mag = abs(auxt);
fas = 180*angle(auxt)/pi;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

A5 – Resposta de magnitude global da rede a capacitores chaveados.

```

%randomico.m
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Simulação da resposta de magnitude global da rede de separação
% com variação normalmente distribuída de +/- 0,2 nos valores dos
% capacitores dos biquads
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

N=5000; %número de pontos
w = (0:N-1) '*2*pi/N/2; %frequência discreta rad/s
Fs=60000; %frequência de amostragem
f=w*Fs/(2*pi); %frequência discreta Hz
z=exp(j*w); %frequência complexa discreta
lim=10; %fator de capacitância mínima 1/lim

%vinte tiragens aleatórias

for i=1:20

%variação dos capacitores nos passa baixas
load b1

[nb11,db11] = varia_PB(C1,S01,S21,C2,I12,S22,N02,a,b,lim);
vb11=[nb11;db11];
save vb11 vb11

```

```

load b2

[nb22,db22] = varia_PB(C1,S01,S21,C2,I12,S22,N02,a,b,lim);
vb22=[nb22;db22];
save vb22 vb22

load b3

[nb33,db33] = varia_PB(C1,S01,S21,C2,I12,S22,N02,a,b,lim);
vb33=[nb33;db33];
save vb33 vb33

%variação dos capacitores nos passa altas
load a1

[na11,da11] = varia_PA(C1,S01,I01,S21,C2,I12,S22,S02,I02,lim);
va11=[na11;da11];
save va11 va11

load a2

[na22,da22] = varia_PA(C1,S01,I01,S21,C2,I12,S22,S02,I02,lim);
va22=[na22;da22];
save va22 va22

load a3

[na33,da33] = varia_PA(C1,S01,I01,S21,C2,I12,S22,S02,I02,lim);
va33=[na33;da33];
save va33 va33

%variação dos capacitores nos passa todas
load t1

[nt11,dt11] = varia_PT(C1,S01,I01,S21,C2,I12,S22,S02,I02,lim);
vt11=[nt11;dt11];
save vt11 vt11

load t3

[nt33,dt33] = varia_PT(C1,S01,I01,S21,C2,I12,S22,S02,I02,lim);
vt33=[nt33;dt33];
save vt33 vt33

%resposta em frequência global da rede

[m, fas] = HFT2(z, vb11, vb22, vb33, va11, va22, va33, vt11, vt33);

M=20*log10(m);

semilogx(f,M);grid
hold on

end;

xlabel('Frequência (Hz)');
ylabel('Magnitudo (dB)');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da rotina %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Listagem das funções da rotina randomico.m

%varia_PA.m
function [nz,dz] = varia_PA(C1,S01,I01,S21,C2,I12,S22,S02,I02,lim)

```

```

%precisão de uma casa decimal após a vírgula
C1 = round(C1*lim)/lim;
S01 = round(S01*lim)/lim;
I01 = round(I01*lim)/lim;
S21 = round(S21*lim)/lim;
C2 = round(C2*lim)/lim;
I12 = round(I12*lim)/lim;
S22 = round(S22*lim)/lim;
I02 = round(I02*lim)/lim;
S02 = round(S02*lim)/lim;

%distribuição uniformemente distribuída de +/- 0,2%
var=0.002*(2*rand(9,1)-1);

% variação estatística dos capacitores
C1 = C1*(1 + var(1));
S01 = S01*(1 + var(2));
I01 = I01*(1 + var(3));
S21 = S21*(1 + var(4));
C2 = C2*(1 + var(5));
I12 = I12*(1 + var(6));
S22 = S22*(1 + var(7));
I02 = I02*(1 + var(8));
S02 = S02*(1 + var(9));

%saída no segundo AOP
a22=-S02/C2;
a12=(S02/C2)+(I02/C2)-(I12*S01/(C1*C2));
ao2=(I12*I01/(C1*C2))-(I02/C2);

b22=1+(S22/C2);
b12=(I12*S21/(C1*C2))-(S22/C2)-2;
bo2=1;

nz=(1/b22)*[a22 a12 ao2];
dz=(1/b22)*[b22 b12 bo2];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%varia_PB.m
function [nz,dz] = varia_PB(C1,S01,S21,C2,I12,S22,N02,a,b,lim)

%precisão de uma casa decimal após a vírgula
C1 = round(C1*lim)/lim;
S01 = round(S01*lim)/lim;
S21 = round(S21*lim)/lim;
C2 = round(C2*lim)/lim;
I12 = round(I12*lim)/lim;
S22 = round(S22*lim)/lim;
N02 = round(N02*lim)/lim;
a = round(a*lim)/lim;
b = round(b*lim)/lim;
g = a/(a+b);

%distribuição uniformemente distribuída de +/- 0,2%
var=0.002*(2*rand(9,1)-1);

% variação estatística dos capacitores
C1 = C1*(1 + var(1));
S01 = S01*(1 + var(2));
S21 = S21*(1 + var(3));
C2 = C2*(1 + var(4));
I12 = I12*(1 + var(5));
S22 = S22*(1 + var(6));

```

```

N02 = N02*(1 + var(7));
a   = a*(1 + var(8));
b   = b*(1 + var(9));

%saída no segundo AOP
a22=N02*g/C2;
a12=(I12*S01/(C2*C1))-(2*N02*g/C2);
ao2=N02*g/C2;

b22=(S22/C2)+1;
b12=(I12*S21/(C2*C1))-(S22/C2)-2;
bo2=1;

nz=(1/b22)*[a22 a12 ao2];
dz=(1/b22)*[b22 b12 bo2];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%varia_PT.m
function [nz,dz] = varia_PT(C1,S01,I01,S21,C2,I12,S22,S02,I02,lim)

%precisão de uma casa decimal após a vírgula
C1 = round(C1*lim)/lim;
S01 = round(S01*lim)/lim;
I01 = round(I01*lim)/lim;
S21 = round(S21*lim)/lim;
C2 = round(C2*lim)/lim;
I12 = round(I12*lim)/lim;
S22 = round(S22*lim)/lim;
I02 = round(I02*lim)/lim;
S02 = round(S02*lim)/lim;

%distribuição uniformemente distribuída de +/- 0,2%
var=0.002*(2*rand(9,1)-1);

% variação estatística dos capacitores
C1 = C1*(1 + var(1));
S01 = S01*(1 + var(2));
I01 = I01*(1 + var(3));
S21 = S21*(1 + var(4));
C2 = C2*(1 + var(5));
I12 = I12*(1 + var(6));
S22 = S22*(1 + var(7));
I02 = I02*(1 + var(8));
S02 = S02*(1 + var(9));

%saída no segundo AOP
a22=-S02/C2;
a12=(S02/C2)+(I02/C2)-(I12*S01/(C1*C2));
ao2=(I12*I01/(C1*C2))-(I02/C2);

b22=1+(S22/C2);
b12=(I12*S21/(C1*C2))-(S22/C2)-2;
bo2=1;

nz=(1/b22)*[a22 a12 ao2];
dz=(1/b22)*[b22 b12 bo2];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Fim da função %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%HFT2.m
% Função para calcular a magnitude e a fase global
% da rede de filtragem discreta proposta

```

```
% Autor: Lúcio Magno de Souza
% Em: 25.02.99
```

```
function [mag, fas] = HFT2(z, vb11, vb22, vb33, va11, va22, va33, vt11, vt33)
```

```
% z - variável complexa e^jw
% vb11 - matriz dos coeficientes do biquad passa baixas fo = 150 Hz
% vb22 - matriz dos coeficientes do biquad passa baixas fo = 700 Hz
% vb33 - matriz dos coeficientes do biquad passa baixas fo = 3300 Hz
% va11 - matriz dos coeficientes do biquad passa altas fo = 150 Hz
% va22 - matriz dos coeficientes do biquad passa altas fo = 700 Hz
% va33 - matriz dos coeficientes do biquad passa altas fo = 3300 Hz
% vt11 - matriz dos coeficientes do biquad passa todas fo = 150 Hz
% vt33 - matriz dos coeficientes do biquad passa todas fo = 3300 Hz
```

```
nb1=vb11(1, :);
db1=vb11(2, :);
na1=va11(1, :);
da1=va11(2, :);
```

```
nb2=vb22(1, :);
db2=vb22(2, :);
na2=va22(1, :);
da2=va22(2, :);
```

```
nb3=vb33(1, :);
db3=vb33(2, :);
na3=va33(1, :);
da3=va33(2, :);
```

```
nt1=vt11(1, :);
dt1=vt11(2, :);
nt3=vt33(1, :);
dt3=vt33(2, :);
```

```
% Resposta em frequência complexa { z=exp(jw) com -pi<w<pi }
```

```
% Hb1*Hb1 e Ha1*Ha1
Hb1=polyval(nb1, z) ./ polyval(db1, z);
Lb1=Hb1.*Hb1;
Ha1=polyval(na1, z) ./ polyval(da1, z);
La1=Ha1.*Ha1;
```

```
% Hb2*Hb2 e Ha2*Ha2
Hb2=polyval(nb2, z) ./ polyval(db2, z);
Lb2=Hb2.*Hb2;
Ha2=polyval(na2, z) ./ polyval(da2, z);
La2=Ha2.*Ha2;
```

```
% Hb3*Hb3 e Ha3*Ha3
Hb3=polyval(nb3, z) ./ polyval(db3, z);
Lb3=Hb3.*Hb3;
Ha3=polyval(na3, z) ./ polyval(da3, z);
La3=Ha3.*Ha3;
```

```
% Hpt1 e Hpt3
Hpt1=polyval(nt1, z) ./ polyval(dt1, z);
Hpt3=polyval(nt3, z) ./ polyval(dt3, z);
```

```
% Composição total
aux1=Lb2.*Hpt3.*(Lb1+La1);
aux2=La2.*Hpt1.*(Lb3+La3);
aux=aux1+aux2;
```

```
mag = abs(aux);  
fas = 180*angle(aux)/pi;
```

```
%%%%%%%%%% Fim da função %%%%%%%%%%%
```

Apêndice B

Considerações sobre capacitâncias parasitas e efeito *feedthrough* do relógio

1.1. Capacitâncias parasitas associadas às chaves MOS [23]

Existem capacitâncias parasitas indesejadas associados a cada transistor MOS no *chip* dos circuitos a capacitores chaveados. Isto é inerente na tecnologia MOS. A figura B1 mostra uma chave NMOS com suas capacitâncias parasitas mais relevantes. As capacitâncias de sobreposição porta-dreno (ou porta-fonte), C_{oi} são formadas devido a erros no alinhamento das máscaras. Estas capacitâncias são da ordem de 0,005 pF cada, e acoplam o sinal de relógio para dentro do circuito do filtro, gerando o chamado efeito *feedthrough* do relógio. O efeito *feedthrough* do relógio surge na saída do circuito como uma tensão DC de *offset* adicional. Estas capacitâncias parasitas podem ser bastante reduzidas utilizando-se tecnologias MOS auto-alinhada (*self-alignment*) [23], como resultado a sobreposição entre a porta e a fonte (dreno) do transistor torna-se muito pequena. As capacitâncias C_{pn} são formadas entre a fonte (dreno) e o substrato devido a junção pn reversamente polarizada (entre a fonte (dreno) e o substrato). Elas valem aproximadamente 0,02 pF cada.

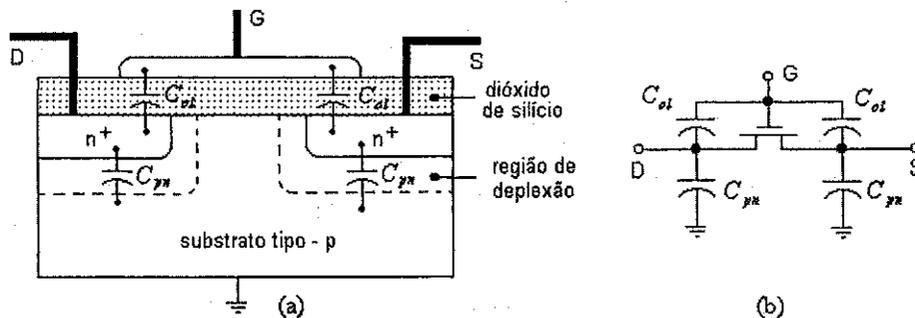


Figura B1: a) Capacitâncias parasitas associadas a um transistor NMOS; b) circuito equivalente.

1.2. Capacitâncias parasitas associadas aos capacitores MOS [23]

A figura B2 mostra a seção transversal de um capacitor MOS típico, usando a tecnologia MOS de polisilício duplo. A capacitância parasita C_{p1} encontra-se entre a placa inferior do capacitor C (MOS) e o substrato. Esta é a capacitância da camada de óxido de silício (dielétrico) sobre a primeira camada de polisilício. Tipicamente, C_{p1} pode ter valores na faixa de 5 a 20% do valor de C . A capacitância parasita C_{p2} surge a partir da placa superior do capacitor C (MOS) até o substrato. É devida a interconexão de C com outro circuito. Tipicamente, C_{p2} pode ter um valores na faixa de 0,1 a 1% do valor de C , dependendo da técnica de *layout* utilizada.

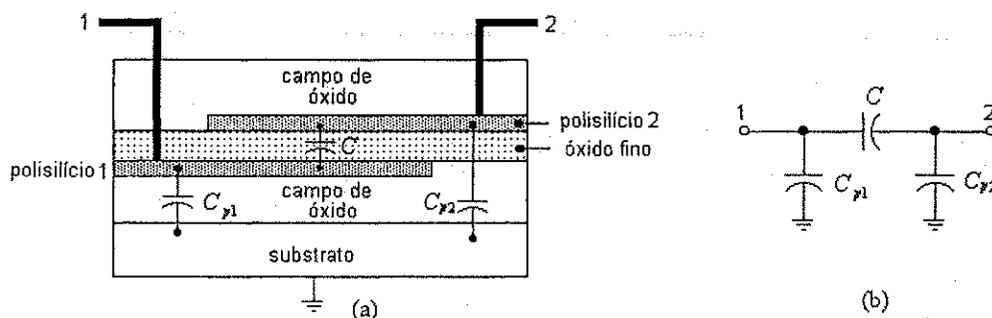


Figura B2: a) Capacitâncias parasitas associadas a um capacitor MOS; b) circuito equivalente.

Uma vez que a faixa de valores dos capacitores usados nos filtros a capacitores chaveados é tipicamente entre 0,01 a 100 pF, os efeitos destas capacitâncias parasitas na resposta em frequência dos filtros não devem ser ignorados. O projeto dos filtros a capacitores chaveados deve ser feito de maneira que as capacitâncias parasitas não degradem o desempenho dos filtros.

Tomando-se como exemplo o integrador do tipo FEDI mostrado na figura B3, pode-se averiguar o efeito das capacitâncias parasitas discutidas. As capacitâncias C_{p12} , C_{pn22} e C_{p21} não têm efeito sobre a tensão de saída V_s , uma vez que elas não transferem cargas ao capacitor C_2 (estes capacitores estão em curto assumindo-se que o ganho de malha aberta do AOP é suficientemente grande). As capacitâncias C_{pn11} e C_{p22} estão em paralelo com fontes de tensão, portanto, seus efeitos são insignificantes. As capacitâncias de sobreposição (C_{o11} e C_{o12}) podem ser drasticamente reduzidas no processo de fabricação (utilizando-se as técnicas de *self-alignment*), portanto, estas são irrelevantes. Os capacitores parasitas que causam efeito substancial na saída do integrador são C_{pn12} , C_{p11} e C_{pn21} . A combinação em paralelo destes capacitores é representada pelo capacitor C_p na figura B3b.

A capacitância C_p é dificilmente minimizada e pode atingir valores até 0,05 pF, gerando uma incerteza no valor de C_1 . Se, por exemplo, a precisão necessária para o valor de C_1 for de 1%, este deverá ter valor superior a 5 pF. Por razões práticas o capacitor de integração C_2 é muito maior que C_1 ; portanto, o integrador sensível às capacitâncias parasitas consumirá uma grande área no *chip*.

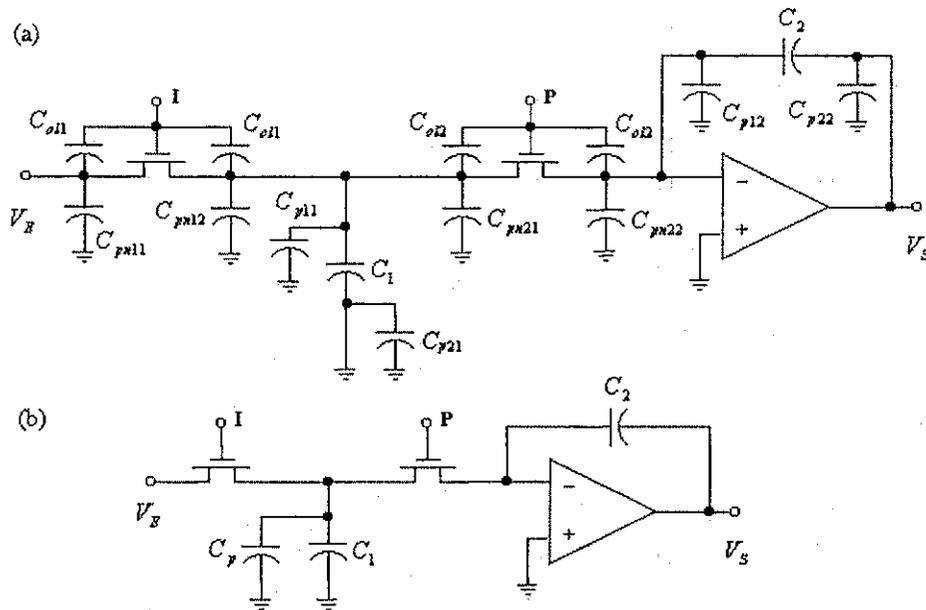


Figura B3: a) Capacitâncias parasitas associadas aos capacitores MOS e aos transistores NMOS em um integrador FEDI; b) circuito resultante após a associação dos capacitores parasitas mais relevantes.

1.3. Integradores insensíveis às capacitâncias parasitas

Os efeitos dos capacitores parasitas podem ser eliminados através do uso dos integradores insensíveis à essas capacitâncias mostrados na figura B4 (FEDI - figura B4a e BEDI - figura B4c). As capacitâncias parasitas mais relevantes (C_{p1} e C_{p2}) são apresentadas nas figuras B4b e B4d. Nota-se que estas capacitâncias são periodicamente chaveadas entre V_E e a referência de terra ou a referência terra virtual. Portanto, não carregam o capacitor C_2 , desta forma, as tensões de saída V_s destes integradores são insensíveis às capacitâncias parasitas. Como resultado desta insensibilidade, os capacitores C_1 e C_2 não necessitam ser muito maiores do que os valores dos capacitores parasitas.

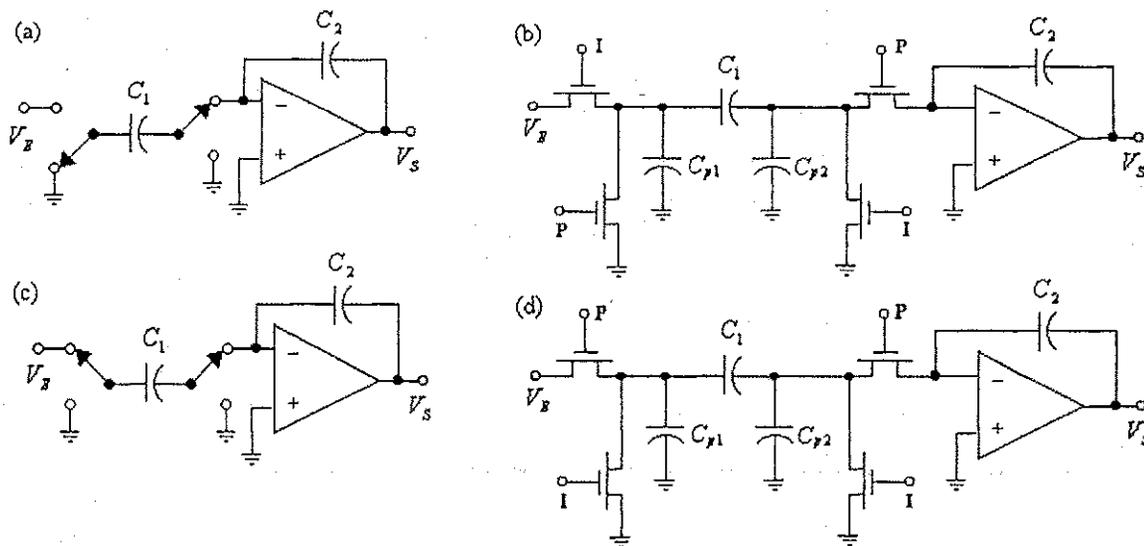


Figura B4: Integradores insensíveis às capacitâncias parasitas: esquemas dos integradores (a) FEDI e (c) BEDI; (b) e (d) os integradores FEDI e BEDI com suas capacitâncias parasitas relevantes, respectivamente.

Apêndice C

C1 – Transformação bilinear do filtro passa baixas

Relação de mapeamento:
$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)$$

Variável auxiliar:
$$\sigma = \frac{\omega_a T}{2} = \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

Filtro passa baixas

$$H_{PB}(S) = \frac{\omega_a^2}{S^2 + \sqrt{2}\omega_a S + \omega_a^2}$$

$$H_{PB}(z) = \frac{\omega_a^2}{\frac{4}{T^2} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2 + \sqrt{2}\omega_a \frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + \omega_a^2} = \frac{\omega_a^2 \frac{T^2}{4}}{\left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2 + \sqrt{2}\omega_a \frac{T}{2} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + \omega_a^2 \frac{T^2}{4}}$$

$$H_{PB}(z) = \frac{\sigma^2}{\left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2 + \sqrt{2}\sigma \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + \sigma^2}$$

$$H_{PB}(z) = \frac{\sigma^2 (1+z^{-1})^2}{(1-z^{-1})^2 + \sqrt{2}\sigma (1-z^{-1})(1+z^{-1}) + \sigma^2 (1+z^{-1})^2}$$

$$H_{PB}(z) = \frac{\sigma^2 (1+2z^{-1}+z^{-2})}{(1-2z^{-1}+z^{-2}) + \sqrt{2}\sigma (1-z^{-2}) + \sigma^2 (1+2z^{-1}+z^{-2})}$$

$$H_{PB}(z) = \frac{\sigma^2 (z^{-2} + 2z^{-1} + 1)}{(1 - \sqrt{2}\sigma z + \sigma^2)z^{-2} + (-2 + 2\sigma^2)z^{-1} + (1 + \sqrt{2}\sigma + \sigma^2)}$$

$$H_{PB}(z) = \frac{\sigma^2}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} \cdot \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{z^{-2} - \frac{2(1-\sigma^2)}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1} z^{-1} + \frac{\sigma^2 + \sqrt{2}\sigma + 1}{\sigma^2 - \sqrt{2}\sigma + 1}}$$

cf d

Comentário: Da mesma forma são obtidas as funções de transferências discretas dos filtros passa altas e passa todas.

C2 - Análise do integrador de Qiuting não inversor

A figura C1a mostra o integrador não inversor de Qiuting a ser analisado. O circuito obedece o padrão de chaveamento apresentado na figura C1b.

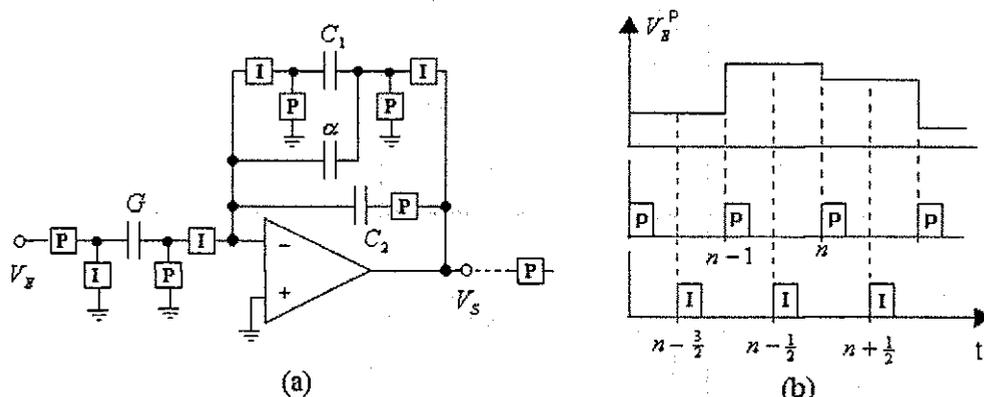
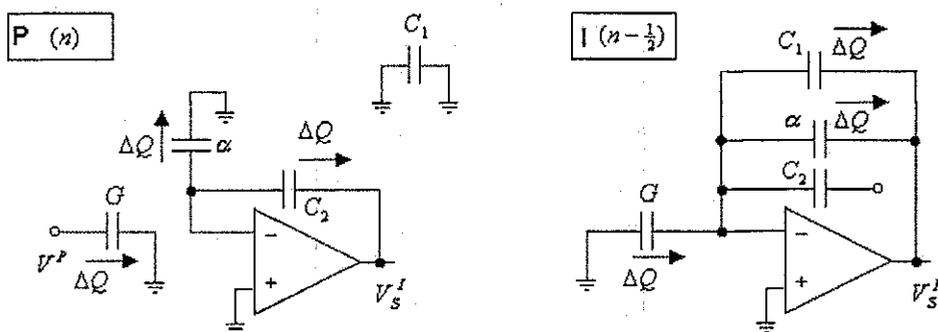


Figura C1: (a) O integrador não inversor de Qiuting; (b) Sinal de entrada amostrado e retido na fase P e as fases de comando das chaves P e I.

A configuração do circuito durante as duas fases P e I:



1. Para a fase P:

$$\Delta Q_{C_2}(n) = C_2 \{V_{C_2}(n) - V_{C_2}(n - \frac{1}{2})\}$$

$$\Delta Q_{C_2}(n) = C_2 \{0 - V_s^P(n)\} - \{0 - V_s^P(n - 1)\} = -C_2 \{V_s^P(n) - V_s^P(n - 1)\}$$

$$\Delta Q_{\alpha}(n) = \alpha \{V_{\alpha}(n) - V_{\alpha}(n - \frac{1}{2})\}$$

$$\Delta Q_{\alpha}(n) = \alpha \{0 - [0 - V_s^I(n - \frac{1}{2})]\} = \alpha V_s^I(n - \frac{1}{2})$$

Através do princípio da conservação da carga: $\Delta Q_\alpha(n) = -\Delta Q_{C_2}(n)$

$$\begin{aligned}\alpha \cdot V_s^I(n - \frac{1}{2}) &= C_2 \{V_s^P(n) - V_s^P(n-1)\} \\ V_s^I(n - \frac{1}{2}) &= \frac{C_2}{\alpha} \{V_s^P(n) - V_s^P(n-1)\}\end{aligned}\quad (C1)$$

2. Para fase I:

$$\begin{aligned}\Delta Q_G(n - \frac{1}{2}) &= G \{V_G(n - \frac{1}{2}) - V_G(n-1)\} \\ \Delta Q_G(n - \frac{1}{2}) &= G \{0 - [V_E^P(n-1) - 0]\} = -GV_E^P(n-1) \\ \Delta Q_\alpha(n - \frac{1}{2}) &= \alpha \{V_\alpha(n - \frac{1}{2}) - V_\alpha(n-1)\} \\ \Delta Q_\alpha(n - \frac{1}{2}) &= \alpha \{0 - V_s^I(n - \frac{1}{2})\} = \alpha V_s^I(n - \frac{1}{2}) \\ \Delta Q_{C_1}(n - \frac{1}{2}) &= C_1 \{V_{C_1}(n - \frac{1}{2}) - V_{C_1}(n-1)\} \\ \Delta Q_{C_1}(n - \frac{1}{2}) &= C_1 \{0 - V_s^I(n - \frac{1}{2})\} = -C_1 V_s^I(n - \frac{1}{2})\end{aligned}$$

Através do princípio da conservação da carga: $\Delta Q_G(n - \frac{1}{2}) = \Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2}) + \Delta Q_\alpha(n - \frac{1}{2})$

$$\begin{aligned}-GV_E^P(n-1) &= -C_1 V_s^I(n - \frac{1}{2}) - \alpha V_s^I(n - \frac{1}{2}) \\ GV_E^P(n-1) &= (C_1 + \alpha) V_s^I(n - \frac{1}{2})\end{aligned}\quad (C2)$$

Substituindo-se (C1) em (C2), vem

$$GV_E^P(n-1) = (C_1 + \alpha) \left\{ \frac{C_2}{\alpha} [V_s^P(n) - V_s^P(n-1)] \right\}$$

$$V_E^P(n-1) = \frac{C_1 C_2}{G\alpha} \{V_s^P(n) - V_s^P(n-1)\}$$

$$z^{-1} V_E^P(z) = \frac{C_1 C_2}{G\alpha} \{1 - z^{-1}\} V_s^P(z)$$

$$\frac{V_s^P(z)}{V_E^P(z)} = \frac{G\alpha}{C_1 C_2} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad \text{cfd}$$

Comentário: Para a dedução da função discreta do integrador inversor, segue-se os mesmos passos.

C3 - Análise do biquad tipo F modificado

A figura C2 mostra o biquad passa baixas tipo F modificado. Para a análise deste biquad, inicialmente deve-se estabelecer as fases de relógio e a amostragem e retenção do sinal de entrada. Estes sinais obedecem os padrões mostrados na figura C1b.

Realiza-se a análise nominal do circuito independentemente para cada braço constituinte. O gráfico de fluxo de sinal é montado a partir do princípio da superposição, uma vez que o sistema é considerado como linear.

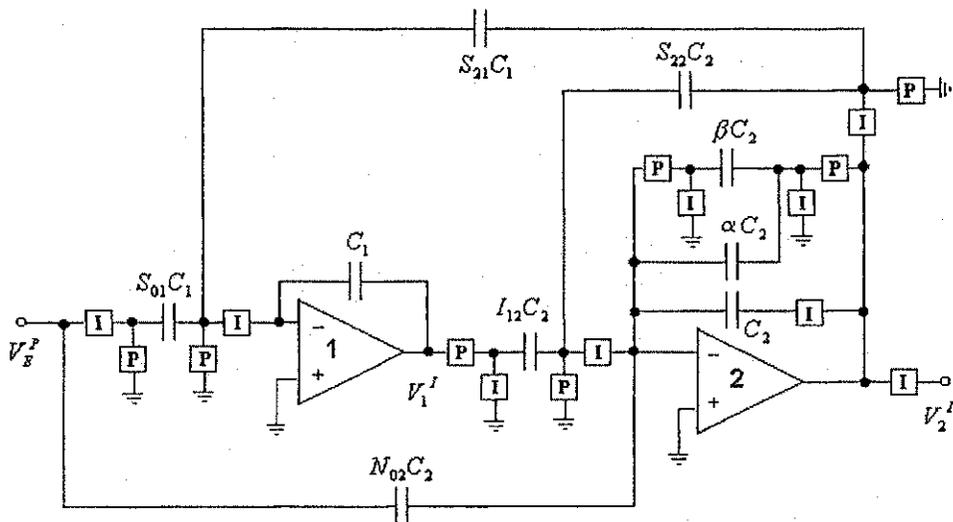


Figura C2: Biquad passa baixas tipo F modificado.

A partir da figura C1b, estabelece-se:

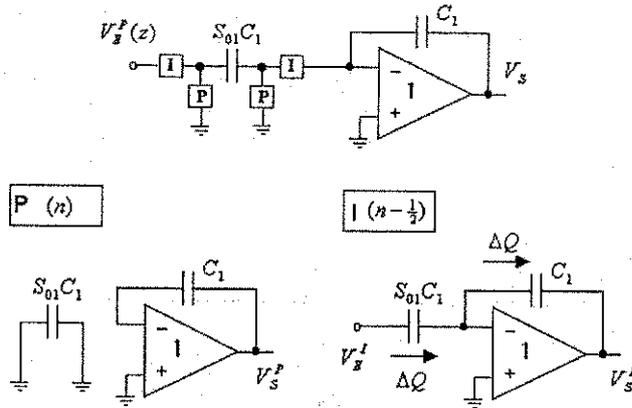
$$V_E^P(n-1) = V_E^I(n - \frac{1}{2}) \quad (C3)$$

$$z^{-1}V_E^P(z) = z^{-\frac{1}{2}}V_E^I(z)$$

$$V_E^P(z) = z^{\frac{1}{2}}V_E^I(z) \quad (C4)$$

1 Braço de $S_{01}C_1$:

1.1 Fase P:



$$\Delta Q_{C_1}(n) = C_1 \{V_{C_1}(n) - V_{C_1}(n - \frac{1}{2})\}$$

$$\Delta Q_{C_1}(n) = C_1 \{[0 - V_s^P(n)] - [0 - V_s^I(n - \frac{1}{2})]\}$$

$$\Delta Q_{C_1}(n) = -C_1 \{V_s^P(n) - V_s^I(n - \frac{1}{2})\}$$

Mas, $\Delta Q_{C_1}(n) = 0$, então

$$V_s^P(n) = V_s^I(n - \frac{1}{2})$$

$$V_s^P(n-1) = V_s^I(n - \frac{3}{2}) \tag{C5}$$

1.2 Fase I:

$$\Delta Q_{S_{01}C_1}(n - \frac{1}{2}) = (S_{01}C_1) \{V_{S_{01}C_1}(n - \frac{1}{2}) - V_{S_{01}C_1}(n-1)\}$$

$$\Delta Q_{S_{01}C_1}(n - \frac{1}{2}) = (S_{01}C_1) \cdot V_E^I(n - \frac{1}{2})$$

$$\Delta Q_{C_1}(n - \frac{1}{2}) = C_1 \{V_{C_1}(n - \frac{1}{2}) - V_{C_1}(n-1)\}$$

$$\Delta Q_{C_1}(n - \frac{1}{2}) = C_1 \{[0 - V_s^I(n - \frac{1}{2})] - [0 - V_s^P(n-1)]\}$$

$$\Delta Q_{C_1}(n - \frac{1}{2}) = -C_1 \{V_s^I(n - \frac{1}{2}) - V_s^P(n-1)\}$$

Através da conservação das cargas: $\Delta Q_{S_{01}C_1}(n - \frac{1}{2}) = \Delta Q_{C_1}(n - \frac{1}{2})$, então

$$(S_{01}C_1) \cdot V_E'(n - \frac{1}{2}) = -C_1 \{V_S'(n - \frac{1}{2}) - V_S^P(n - 1)\}$$

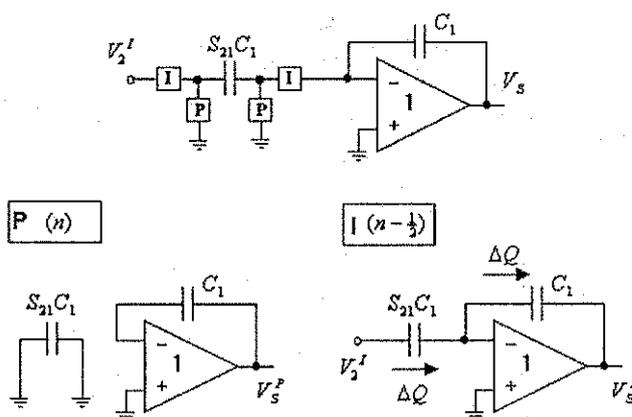
Substituindo-se a equação (C5), vem

$$(S_{01}C_1) \cdot V_E'(n - \frac{1}{2}) = -C_1 \{V_S'(n - \frac{1}{2}) - V_S'(n - \frac{3}{2})\}$$

$$(S_{01}C_1) \cdot z^{-\frac{1}{2}}V_E'(z) = -C_1 z^{-\frac{1}{2}}(1 - z^{-1})V_S'(z)$$

$$\frac{V_S'(z)}{V_E'(z)} = -\frac{S_{01}}{(1 - z^{-1})} \quad (C6)$$

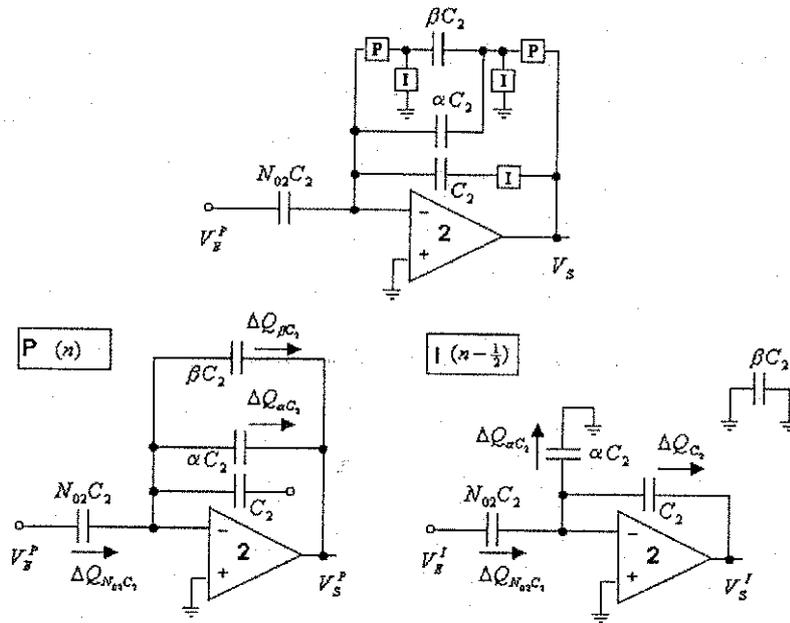
2 Braço de $S_{21}C_1$:



Obs.: Este braço segue as mesmas equações apresentadas para o braço $S_{01}C_1$, analogamente:

$$\frac{V_S'(z)}{V_2'(z)} = -\frac{S_{21}}{(1 - z^{-1})} \quad (C7)$$

3 Braço de $N_{02}C_2$:



3.1 Fase P:

$$\Delta Q_{N_{02}C_2}(n) = (N_{02}C_2) \left\{ V_{N_{02}C_2}(n) - V_{N_{02}C_2}(n - \frac{1}{2}) \right\}$$

$$\Delta Q_{N_{02}C_2}(n) = (N_{02}C_2) \left\{ V_E^P(n) - V_E^I(n - \frac{1}{2}) \right\}$$

Substituindo a equação (C3), vem

$$\Delta Q_{N_{02}C_2}(n) = (N_{02}C_2) \left\{ V_E^P(n) - V_E^P(n - 1) \right\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n) = (\alpha C_2) \left\{ V_{\alpha C_2}(n) - V_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) \right\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n) = -(\alpha C_2) \cdot V_S^P(n)$$

$$\Delta Q_{\beta C_2}(n) = (\beta C_2) \left\{ V_{\beta C_2}(n) - V_{\beta C_2}(n - \frac{1}{2}) \right\}$$

$$\Delta Q_{\beta C_2}(n) = -(\beta C_2) \cdot V_S^P(n)$$

$$\Delta Q_{C_2}(n) = 0$$

Através da conservação das cargas: $\Delta Q_{N_{02}C_2}(n) = \Delta Q_{\alpha C_2}(n) + \Delta Q_{\beta C_2}(n)$, então

$$(N_{02}C_2)\{V_E^P(n) - V_E^P(n-1)\} = -\alpha C_2 V_S^P(n) - \beta C_2 V_S^P(n)$$

$$(N_{02}C_2)V_E^P(z)\{1 - z^{-1}\} = -(\alpha + \beta)C_2 V_S^P(z)$$

$$\frac{V_S^P(z)}{V_E^P(z)} = -\frac{N_{02}}{(\alpha + \beta)}(1 - z^{-1}) \quad (C8)$$

3.2 Fase I:

$$\Delta Q_{N_{02}C_2}(n - \frac{1}{2}) = (N_{02}C_2)\{V_{N_{02}C_2}(n - \frac{1}{2}) - V_{N_{02}C_2}(n - 1)\}$$

$$\Delta Q_{N_{02}C_2}(n - \frac{1}{2}) = (N_{02}C_2)\{V_E'(n - \frac{1}{2}) - V_E^P(n - 1)\}$$

Substituindo a equação (C3), vem

$$\Delta Q_{N_{02}C_2}(n - \frac{1}{2}) = (N_{02}C_2)\{V_E'(n - \frac{1}{2}) - V_E^P(n - \frac{1}{2})\} = 0$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) = (\alpha C_2)\{V_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) - V_{\alpha C_2}(n - 1)\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) = (\alpha C_2) \cdot \{0 - [0 - V_S^P(n - 1)]\} = (\alpha C_2) \cdot V_S^P(n - 1)$$

$$\Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2}) = C_2\{V_{C_2}(n - \frac{1}{2}) - V_{C_2}(n - 1)\}$$

$$\Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2}) = C_2\{0 - V_S'(n - \frac{1}{2})\} - \{0 - V_S'(n - \frac{3}{2})\}$$

$$\Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2}) = -C_2\{V_S'(n - \frac{1}{2}) - V_S'(n - \frac{3}{2})\}$$

Através da conservação das cargas: $\Delta Q_{N_{02}C_2}(n - \frac{1}{2}) = \Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2}) + \Delta Q_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2})$, então

$$0 = -C_2\{V_S'(n - \frac{1}{2}) - V_S'(n - \frac{3}{2})\} + \alpha C_2 V_S^P(n - 1)$$

$$\alpha V_S^P(n - 1) = \{V_S'(n - \frac{1}{2}) - V_S'(n - \frac{3}{2})\}$$

$$\alpha z^{-1} V_S^P(z) = z^{-\frac{1}{2}}(1 - z^{-1})V_S'(z)$$

$$V_S^P(z) = \frac{z^{\frac{1}{2}}(1 - z^{-1})}{\alpha} V_S'(z) \quad (C9)$$

Substituindo as equações (C3) e (C9) em (C8), vem

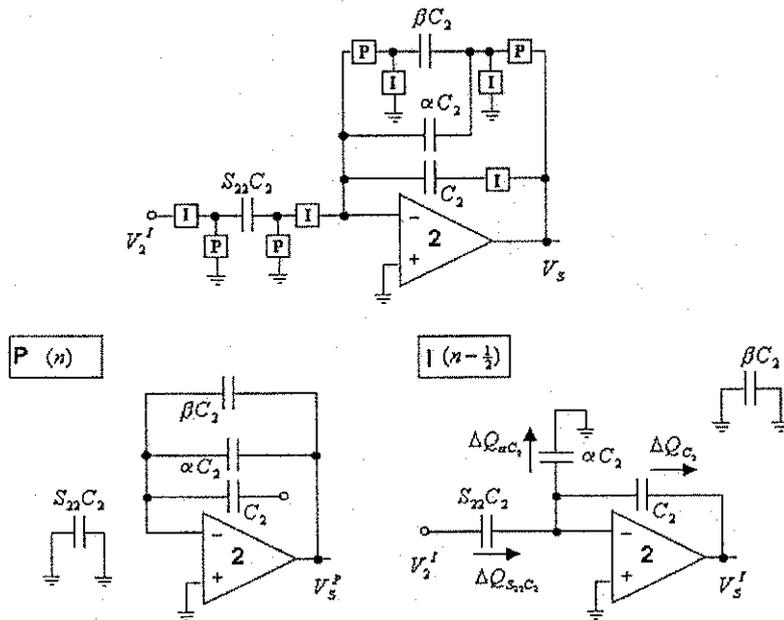
$$\frac{\frac{1}{z^2(1-z^{-1})} V_S'(z)}{\frac{\alpha}{z^2 V_E'(z)}} = -\frac{N_{02}}{\alpha + \beta} \cdot (1-z^{-1})$$

$$\frac{V_S'(z)}{V_E'(z)} = -\frac{N_{02} \alpha}{\alpha + \beta}$$

Fazendo-se $\gamma = \frac{\alpha}{\alpha + \beta}$, vem

$$\frac{V_S'(z)}{V_E'(z)} = -N_{02} \gamma \tag{C10}$$

4 Braço de $S_{22}C_2$:



4.1 Fase P:

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n) = (\alpha C_2) \{V_{\alpha C_2}(n) - V_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2})\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n) = (\alpha C_2) \{0 - V_S^P(n)\} - [0 - V_S^I(n - \frac{1}{2})] = -(\alpha C_2) V_S^P(n)$$

Mas $\Delta Q_{\alpha C_2}(n) = 0$, então

$$V_s^P(n) = 0$$

Considerando-se o estado estacionário:

$$V_s^P(n-1) = V_s^P(n) = 0 \quad (C11)$$

4.2 Fase I:

$$\Delta Q_{S_{22}C_2}(n-\frac{1}{2}) = (S_{22}C_2) \{V_{S_{22}C_2}(n-\frac{1}{2}) - V_{S_{22}C_2}(n-1)\}$$

$$\Delta Q_{S_{22}C_2}(n-\frac{1}{2}) = (S_{22}C_2) \{V_2'(n-\frac{1}{2}) - 0\} = (S_{22}C_2) \cdot V_2'(n-\frac{1}{2})$$

$$\Delta Q_{C_2}(n-\frac{1}{2}) = C_2 \{V_{C_2}(n-\frac{1}{2}) - V_{C_2}(n-1)\}$$

$$\Delta Q_{C_2}(n-\frac{1}{2}) = C_2 \{0 - V_s'(n-\frac{1}{2})\} - [0 - V_s'(n-\frac{3}{2})]$$

$$\Delta Q_{C_2}(n-\frac{1}{2}) = -C_2 \{V_s'(n-\frac{1}{2}) - V_s'(n-\frac{3}{2})\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n-\frac{1}{2}) = (\alpha C_2) \{V_{\alpha C_2}(n-\frac{1}{2}) - V_{\alpha C_2}(n-1)\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n-\frac{1}{2}) = (\alpha C_2) \{0 - [0 - V_s^P(n-1)]\} = (\alpha C_2) V_s^P(n-1)$$

Substituindo-se a equação (C11), vem:

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n-\frac{1}{2}) = 0$$

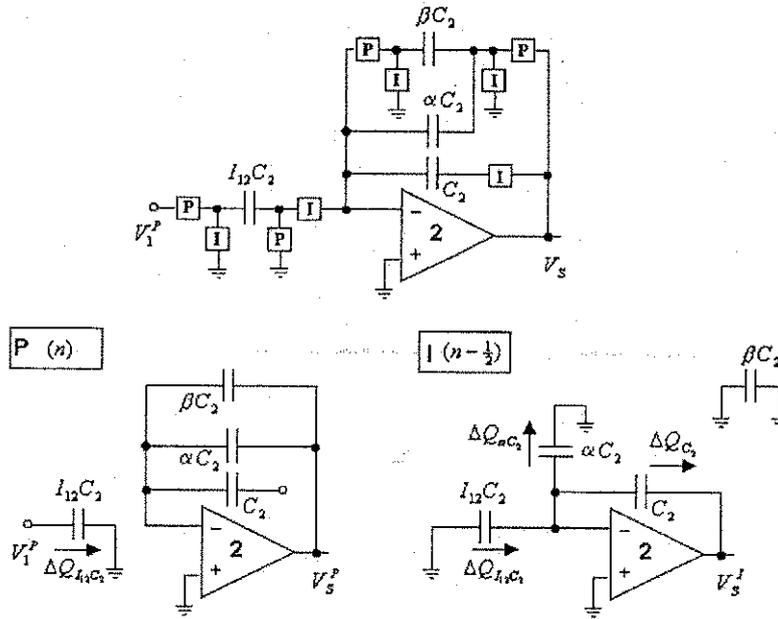
Através da conservação das cargas: $\Delta Q_{S_{22}C_2}(n-\frac{1}{2}) = \Delta Q_{\alpha C_2}(n-\frac{1}{2}) + \Delta Q_{C_2}(n-\frac{1}{2})$, então

$$(S_{22}C_2) \cdot V_2'(n-\frac{1}{2}) = -C_2 \{V_s'(n-\frac{1}{2}) - V_s'(n-\frac{3}{2})\}$$

$$(S_{22}C_2) z^{\frac{1}{2}} \cdot V_2'(z) = -C_2 z^{\frac{1}{2}} (1-z^{-1}) V_s'(z)$$

$$\frac{V_s'(z)}{V_2'(z)} = -\frac{S_{22}}{(1-z^{-1})} \quad (C12)$$

5 Braço de $I_{12}C_2$



5.1 Fase P:

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n) = (\alpha C_2) \{V_{\alpha C_2}(n) - V_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2})\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n) = (\alpha C_2) \{0 - V_s^P(n)\} - \{0 - V_s^I(n - \frac{1}{2})\} = -(\alpha C_2) V_s^P(n)$$

Mas $\Delta Q_{\alpha C_2}(n) = 0$, então

$$V_s^P(n) = 0$$

Considerando-se o estado estacionário:

$$V_s^P(n-1) = V_s^P(n) = 0 \tag{C13}$$

5.2 Fase I:

$$\Delta Q_{I_{12}C_2}(n - \frac{1}{2}) = (I_{12}C_2) \{V_{I_{12}C_2}(n - \frac{1}{2}) - V_{I_{12}C_2}(n-1)\}$$

$$\Delta Q_{I_{12}C_2}(n - \frac{1}{2}) = (I_{12}C_2) \{0 - V_1^P(n-1)\} = -(I_{12}C_2) V_1^P(n-1)$$

$$\Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2}) = C_2 \{V_{C_2}(n - \frac{1}{2}) - V_{C_2}(n-1)\}$$

$$\Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2}) = C_2 \{0 - V_s'(n - \frac{1}{2}) - [0 - V_s'(n - \frac{3}{2})]\}$$

$$\Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2}) = -C_2 \{V_s'(n - \frac{1}{2}) - V_s'(n - \frac{3}{2})\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) = (\alpha C_2) \{V_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) - V_{\alpha C_2}(n - 1)\}$$

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) = (\alpha C_2) \{0 - [0 - V_s^P(n - 1)]\} = (\alpha C_2) V_s^P(n - 1)$$

Substituindo-se a equação (C13), vem:

$$\Delta Q_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) = 0$$

Através da conservação das cargas: $\Delta Q_{I_2 C_2}(n - \frac{1}{2}) = \Delta Q_{\alpha C_2}(n - \frac{1}{2}) + \Delta Q_{C_2}(n - \frac{1}{2})$, então

$$-(I_{12} C_2) V_1^P(n - 1) = -C_2 \{V_s'(n - \frac{1}{2}) - V_s'(n - \frac{3}{2})\}$$

A tensão $V_1^P(n - 1)$ corresponde a tensão de saída do 1º AOP, e de acordo com a equação

(C5), $V_1^P(n - 1) = V_1'(n - \frac{3}{2})$, portanto:

$$-(I_{12} C_2) V_1'(n - \frac{3}{2}) = -C_2 \{V_s'(n - \frac{1}{2}) - V_s'(n - \frac{3}{2})\}$$

$$-(I_{12} C_2) z^{-\frac{3}{2}} V_1'(z) = -C_2 z^{-\frac{1}{2}} (1 - z^{-1}) V_s'(z)$$

$$\frac{V_s'(z)}{V_1'(z)} = \frac{I_{12} z^{-1}}{(1 - z^{-1})} \tag{C14}$$

6 Montagem do gráfico de fluxo de sinal

A partir das equações individuais dos braços: (C6), (C7), (C10), (C12) e (C14) monta-se o gráfico de fluxo de sinal do biquad tipo F modificado, dado pela figura C3. Nota-se que todas as equações têm como referência a mesma fase de relógio (I). A função de transferência (em relação a fase I) com saída no 2º AOP, é dada pela equação (C15).

$$H_2(z) = \frac{V_2'(z)}{V_E'(z)} = -N_{02} \gamma \cdot \frac{z^{-2} + \frac{(I_{12} S_{01} - 2N_{02} \gamma)}{N_{02} \gamma} z^{-1} + 1}{z^{-2} + (I_{12} S_{21} - S_{22} - 2) z^{-1} + (S_{22} + 1)} \tag{C15}$$

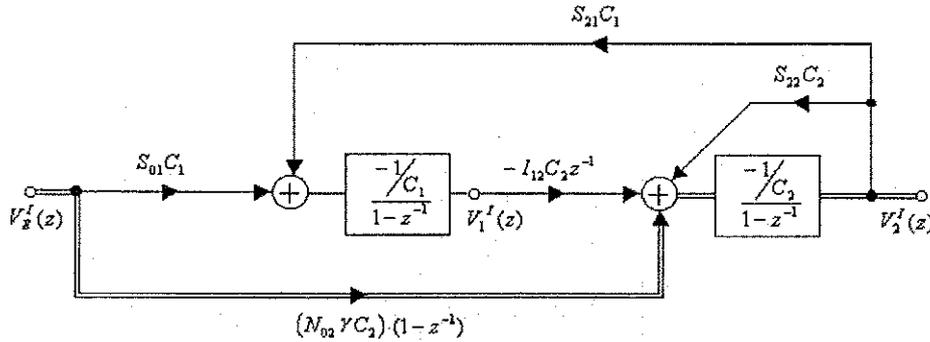


Figura C3: Gráfico de fluxo de sinal, com referência a fase I, obtido após a análise nominal do biquad tipo F modificado.

A função de transferência deste biquad com relação a fase P é rapidamente derivada aplicando-se as equação (C4) e (C5) na equação (C15), resultando em

$$\frac{V_2^I(z)}{V_E^I(z)} = \frac{\frac{1}{z^2} V_2^P(z)}{\frac{1}{z^2} V_E^P(z)} = \left(-N_{02}\gamma \cdot \frac{z^{-2} + \frac{(I_{12}S_{01} - 2N_{02}\gamma)}{N_{02}\gamma} z^{-1} + 1}{z^{-2} + (I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)z^{-1} + (S_{22} + 1)} \right)$$

$$\frac{V_2^P(z)}{V_E^P(z)} = \left(-N_{02}\gamma \cdot \frac{z^{-2} + \frac{(I_{12}S_{01} - 2N_{02}\gamma)}{N_{02}\gamma} z^{-1} + 1}{z^{-2} + (I_{12}S_{21} - S_{22} - 2)z^{-1} + (S_{22} + 1)} \right) z^{-1} \quad \text{cfd}$$

Apêndice D

Considerações sobre pré-filtragem nos sistemas a capacitores chaveados

A operação de amostragem e retenção S/H (*sample and hold*) deve produzir réplicas do espectro do sinal de entrada, e a menos que o critério de Nyquist seja satisfeito, será introduzido distorção de *aliasing* no sinal de saída do sistema amostrado [20][22]. Para evitar-se o efeito *aliasing*, em geral utiliza-se um filtro passa baixas em tempo contínuo antes do circuito amostrador S/H, chamado de filtro analógico anti-*aliasing* (FAA), limitando-se a banda do sinal de entrada, conforme o esquema na figura D1, em que F_a é a frequência de amostragem do circuito S/H, que é a mesma frequência de relógio do circuito a capacitores chaveados.

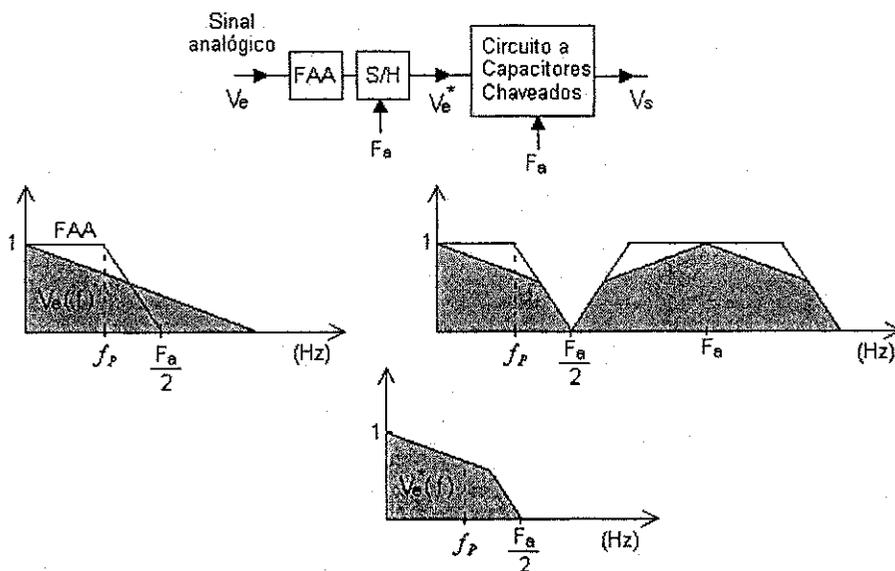


Figura D1: Pré-filtragem para evitar o efeito *aliasing*.

Uma vez que somente parte do espectro do sinal de entrada que se encontra acima de $\frac{F_a}{2}$, é responsável pelo efeito *aliasing*, o FAA deve ter frequência de banda de rejeição

$f_R \leq \frac{F_a}{2}$; já sua banda de passagem limitada em f_p , deve ser suficientemente plana para conter todas as frequências importantes do sinal de entrada dentro do intervalo de frequências: $0 \leq f \leq f_p$.

Na maioria dos sistemas a capacitores chaveados, o filtro FAA é integrado no mesmo *chip* MOS, que contém o resto do sistema [22]. O filtro FAA é tipicamente um filtro ativo RC com capacitores de óxido fino e os resistores de polisilício. Para constantes de tempo RC maiores que $10 \mu s$ ($f \cong 16 \text{ kHz}$) é necessário áreas de silício grandes para a fabricação dos resistores (ou dos capacitores associados) [22]. Além disso, apesar do uso de regras de leiaute para minimizar erros nos valores dos resistores e capacitores MOS, o erro de uma constante RC pode ser de até $\pm 20\%$ [23]. Desde que as especificações da banda passante e banda de rejeição devem ser satisfeitas mesmo no pior caso de tolerância, o filtro FAA geralmente é bastante sobreprojetado.

Para reduzir a área no *chip*, procura-se projetar filtros FAA com ordens baixas ($n = 2$ ou 3). Em especificações usuais, objetivando-se reduzir a ordem do FAA, a razão $\frac{f_R}{f_p}$ deve ser grande (valores típicos de razões estão entre 10 a algumas centenas [22]). Usualmente, isto é feito elevando-se a frequência de amostragem, uma vez que $f_R = \frac{F_a}{2}$, contudo, isto pode levar a novas complicações. Para se evitar distorções na resposta em frequência do sistema a capacitores chaveados, a largura de banda de ganho unitário do AOP deve ser pelo menos 5 vezes maior que a frequência de amostragem [22]. Desta forma, aumentando-se demasiadamente F_a , as especificações dinâmicas do AOP tornam-se difíceis de serem alcançadas [22]. Adicionalmente, conforme foi discutido na seção 5.2, o espalhamento entre capacitores torna-se muito elevado.

Há pelo menos duas maneiras de se evitar estes impasses de considerações conflitantes. Uma delas é baseada na observação que o circuito a capacitores chaveados subsequente ao filtro FAA, geralmente apresenta uma resposta em frequência passa baixas ou passa banda. A figura D2 mostra um caso típico, na qual FCC indica a resposta em frequência do filtro a capacitores chaveados com frequência de banda de rejeição dada por f_1 . Neste caso o FAA pode ser projetado com $f_R = F_a - f_1$. Geralmente, $f_1 \ll F_a$, desta

forma a razão $\frac{f_R}{f_P}$ torna-se maior sem elevar-se a frequência de amostragem, isto implica na diminuição da ordem do FAA.

O *aliasing* que poderia ocorrer dentro da faixa de $f_1 \leq f \leq \frac{F_a}{2}$ é suprimido, pois encontra-se dentro da faixa de rejeição do filtro discreto FCC. Por sua vez, a réplica do espectro do filtro FCC centrada em F_a não surge na saída pois encontra-se dentro da banda de rejeição do filtro FAA.

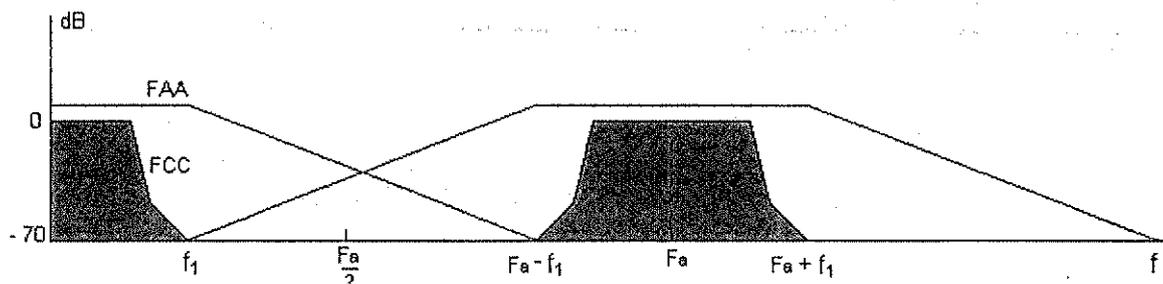


Figura D2: Redução da ordem do filtro FAA, com o auxílio do próprio filtro discreto FCC.

Outra forma de se reduzir a ordem do filtro FAA é através do uso de filtros decimadores sobreamostrados [21][22], contudo esta técnica não será discutida nesta dissertação.

A rede de separação espectral a capacitores apresentada no capítulo 5, (figura 5.7), separa o espectro de áudio em 4 faixas, todavia este sistema não estabelece os limites da faixa de áudio (20 a 20.000 Hz). Um sistema mais completo é mostrado na figura D3, em que F_{a1} e F_{a2} são as frequências de amostragens dos filtros discretos. Considera-se $F_{a1} > F_{a2}$.

O bloco pontilhado constitui-se de um filtro discreto passa banda, (formado por um filtro passa baixas em cascata com um filtro passa altas), que deve ser projetado visando-se três funções importantes: 1) limitar o sinal de entrada dentro da faixa de áudio (20 a 20.000 Hz); 2) reduzir a ordem do filtro FAA; 3) suprimir as réplicas dos espectros da rede de separação espectral.

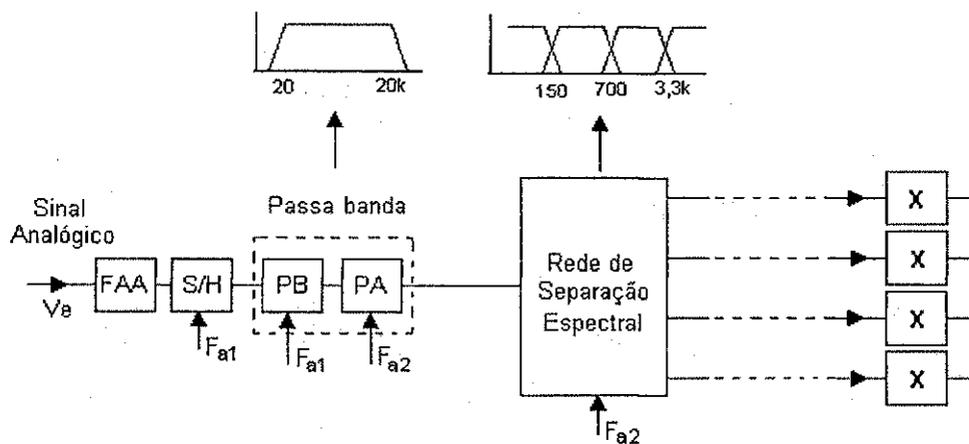


Figura D3: Estrutura de filtragem ilustrando blocos de pré-filtragem necessários nos sistemas práticos.

O projeto do filtro contínuo FAA pode ser executado em conjunto com o filtro passa baixas discreto (bloco pontilhado). Supondo-se as seguintes especificações:

- 1) Protótipo do filtro passa baixas discreto: $A_{max} = 0,5$ dB, $A_{min} = 70$ dB; $f_p = 18,6$ kHz; $f_R = 28$ kHz, utilizando-se a aproximação elíptica;
- 2) Filtro FAA com ordem menor ou igual a 3, $A_{max} = 0,5$ dB, desvio de $\pm 20\%$ em sua freqüência de corte, atenuação máxima de 0,5 dB na faixa $0 \leq f \leq 20$ kHz, utilizando-se a aproximação de Butterworth.

As funções de transferência destes filtros podem ser obtidas a partir de tabelas de projeto de filtros analógicos [24], ou usando-se programas computacionais. A figura D4 mostra a resposta simulada de um filtro elíptico de 7ª ordem, que atende às especificações do item 1). Na mesma figura mostra-se a resposta simulada do filtro FAA de 3ª ordem (aproximação de Butterworth), com freqüência de corte igual a 35 kHz, que atende às especificações do item 2), as linhas pontilhadas indicam o desvio de sua resposta, conforme a tolerância estabelecida.

Como a resposta em freqüência do filtro elíptico discreto possui $f_R = 28$ kHz, o próximo estágio discreto pode ter sua freqüência de amostragem no mínimo igual a 56 kHz. No pior caso, a resposta do filtro FAA possui atenuação de -70 dB na freqüência de 610 kHz, portanto, de acordo com a figura D2, a mínima freqüência de amostragem do filtro elíptico passa baixas deve ser igual a 638 kHz ($= 610$ kHz + 28 kHz).

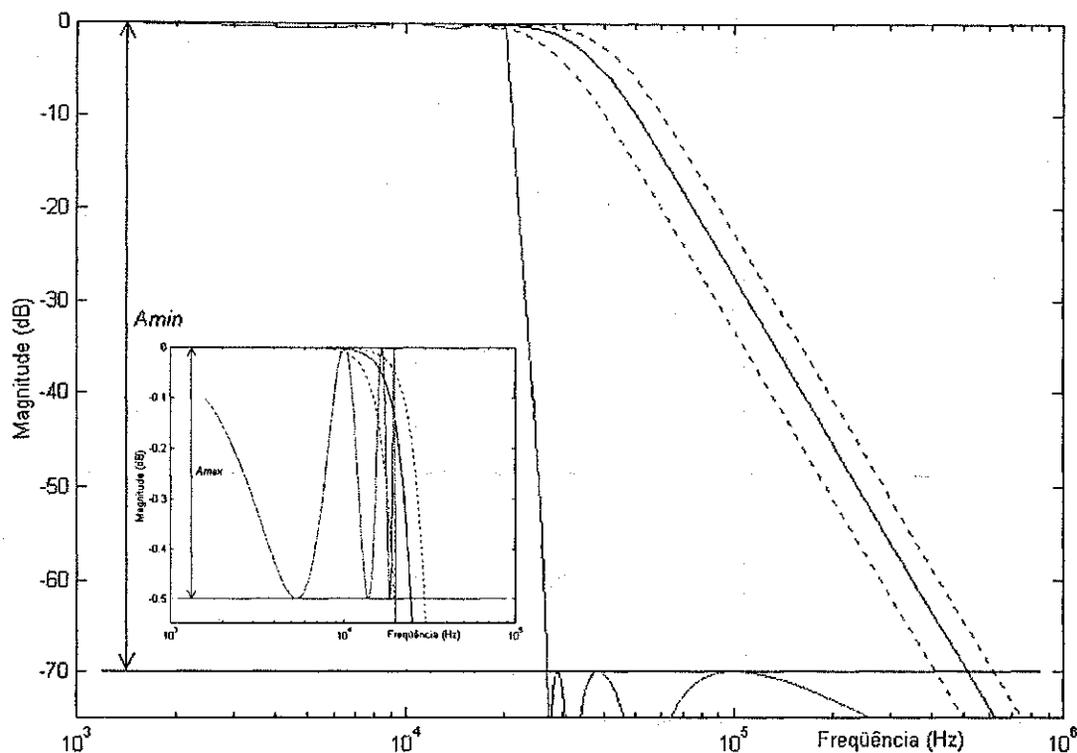


Figura D4: Resposta em frequência simulada dos filtros de pré-filtragem, o protótipo elíptico e FAA.

Na seção 5.4.1, em que apresenta-se a simulação da rede de separação espectral a capacitores chaveados, assume-se que o sinal de entrada já tenha passado por um bloco de pré-filtragem. Os filtros passa baixas FAA e elíptico discutidos neste apêndice podem desempenhar esta função. A escolha da frequência de amostragem da rede de separação espectral depende das especificações destes filtros de pré-filtragem. O valor de $F_a = 60$ kHz, satisfaz a condição de que $F_a \geq 56$ kHz.

Referências Bibliográficas

- [1] Blesser, Barry A. – “*Audio Dynamic Range Compression For Minimum Perceived Distortion*” – IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics – vol. AU-17, no. 1, March 1969;
- [2] Frey, Douglas – “*Companing Filters in Communications*” – ICMP98 – Proceedings II of the XIII SBMicro 1998;
- [3] Dillon, H.; Walker G. – “*Compression in Hearing Aids – An Analysis, A Review and Some Recommendations*” – National Acoustic Laboratories, Commonwealth Dept. of Health Rpt., no. 90, Jun. 1982;
- [4] Waldhauer, Fred D. – “*Multi-band Programmable Compression System*” – US patent no. 4882762, Nov. 21, 1989 – <http://water-cooler.com/WC/patentviewer/patent-4882762.html>;
- [5] Dolby, R.M. – “*An Audio Noise Reduction System*” – J. Audio Eng. Soc., vol. 15, pp. 383-388, Oct. 1967;
- [6] Pohlmann, Ken C. “*Principles of Digital Audio*” – 3^a ed. – MacGraw-Hill, 1995;
- [7] Small, R. H. – “*Constant-Voltage Crossover Network Design*” – J. Audio Eng. Soc., vol. 19, n^o 1, pp. 12-19, Jan 1971;
- [8] Ashley, J. R.; Kaminsky, A. L. – “*Active and Passive Filters as Loudspeaker Crossover Networks*” – J. Audio Eng. Soc., vol. 19, n^o 6, pp. 494-502, Jun. 1971;
- [9] Lipshitz, S.P.; Vanderkooy, J. – “*A Family of Linear-Phase Crossover Networks of High Slope Derived by Time Delay*” – J. Audio Eng. Soc., vol. 31, pp. 2-20 (Jan/Feb 1983);
- [10] Linkwitz, S.H. – “*Active Crossover Networks for Non-coincident Drivers*” – J. Audio Eng. Soc., vol. 24, pp. 2-8 (Jan/Feb 1976);

- [11] Bohn, D. – “A Fourth Order State Variable Filter for Linkwitz-Riley Active Crossover Designs” – 74th Convention of the Audio Eng. Soc., NY, Oct. 9-12, 1983, preprint no. 2011;
- [12] Bohn, D. – “Linkwitz-Riley Crossovers” – RaneNote 107, 1983 - Rane Corporation - <http://www.rane.com>;
- [13] Suzuki, H.; Morita, S.; Shindo, T. – “On the Perception of Phase Distortion” – J. Audio Eng. Society, 1980 Sept, vol. 28, n^o 9;
- [14] Azizi, S. A. – “Realization of Linear Phase Sound Processing Filters Using Zero Phase IIR Filters” – Audio Engineering Society – preprint 4506, 1997 Mar;
- [15] Azizi, S. A. – “Performance Analysis of Linear Phase Audio Filters Based on the Zero Phase Filtering Concept” – Audio Engineering Society – preprint 4535, 1997 Sept;
- [16] Moorer, J. A.; Berger, M. – “Linear-Phase Bandsplitting: Theory and Application” – J. Audio Eng. Society – 1986 Mar; Vol. 34, n^o 3;
- [17] Olson, Harry F. – “Music, Physics and Engineering” – 2^{sc} ed. - Dover Publications, 1967;
- [18] Ismail, M.; Fiez, T. – “Analog VLSI Signal and Information Processing” – MacGraw-Hill, 1994;
- [19] Baillieu, F.; Blanchard, Y.; Loumeau, P.; Petit, H.; Porte, J. – “Capacités Commutées et Applications – Filtrage; Conversion; Microsystème” – DUNOD, Paris, 1996;
- [20] Mohan, P. V. Ananda; Ramachandran, V. & Swamy, M. N. S. – “Switched Capacitor Filters – Theory, Analysis and Design” - Prentice-Hall International (UK) Ltd., 1995;
- [21] Gregoriam, Roubik; Temes, Gabor C. – “Analog MOS Integrated Circuits For Signal Processing” – John Wiley & Sons, 1986;
- [22] El-Masry, Ezz I. – “Switched-Capacitor Circuits” – The Electronic Handbook IEEE Press – A CRC Handbook Published in Cooperation with IEEE Press – 1996;
- [23] Daryanani, Gogind – “Principles of Active Network Synthesis and Design” John Wiley & Sons Inc., 1976;

- [24] Martin, Ken; Sedra, Adel S. – “*Strays-Insensitive Switched-Capacitor Filters Based on Bilinear Z-Transform*” – Electronics Letters – 21st June 1979 Vol. 15 No. 13;
- [25] Qiuting, Huang – “*A Novel Technique for the Reduction of Capacitance Spread in High-Q SC Circuits*” – IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-30, No. 7, Jul. 1989;
- [26] Martin, Ken – “*Improved Circuits for the Realization of Switched-Capacitor Filters*” - IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-27, No. 4, April 1980;
- [27] Fang, S.C.; Tsvividis, Y.P.; Wing, O. – “*SWITCAP: a switched capacitor network analysis program*” – IEEE Circuits and Systems Magazine, Dec. 1981;
- [28] Petraglia, Antonio; Mitra, Sanjit K. – “*Switched-Capacitor Equalizers with Digitally Programmable Tuning Characteristics*” - IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 38, No. 11, April 1991;
- [29] Rabiner, Lawrence R.; Gold, Bernard – “*Theory and Application of Digital Signal Processing*” – Prentice-Hall, 1975;
- [30] S. Sinencio, Edgar, S. Martínez, José – “*Switched-Capacitor Filters*” – The Circuits and Filters Handbook - IEEE Press – A CRC Handbook Published in Cooperation with IEEE Press – 1995;
- [31] Moon, Un-Ku – “*CMOS High-Frequency Switched-Capacitor Filters for Telecommunications Applications*” - IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 35, No. 2, February 2000;
- [32] Matlab 5.0[®] – *The MathWorks Inc*, Copyright 1984-1996.